



# Contribution à la caractérisation de composants sub-terahertz

Manuel Potéreau

## ► To cite this version:

Manuel Potéreau. Contribution à la caractérisation de composants sub-terahertz. Electronique. Université de Bordeaux, 2015. Français. NNT : 2015BORD0243 . tel-01269635

**HAL Id: tel-01269635**

**<https://theses.hal.science/tel-01269635>**

Submitted on 5 Feb 2016

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE PRÉSENTÉE  
POUR OBTENIR LE GRADE DE  
**DOCTEUR DE**  
**L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX**

ÉCOLE DOCTORALE de Sciences Physiques et de l'Ingénieur  
SPÉCIALITÉ Electronique

Par Manuel POTÉREAU

**Contribution à la caractérisation  
de composants sub-terahertz**

Sous la direction de : Thomas ZIMMER  
(co-directeur : Arnaud CURUTCHET)  
(co-directeur : Sébastien FREGONESE)

Soutenue le 24 novembre 2015

Membres du jury :

M. FERRARI, Philippe  
M. QUERE Raymond  
M. FERRARI, Philippe  
M. CHAKRAVORTY Anjan  
M. CURUTCHET Arnaud  
M. FREGONESE Sébastien  
M. ZIMMER Thomas  
M. ARDOUIN Bertrand

Professeur, Université Joseph Fourier  
Professeur, Université de Limoges  
Professeur, Université Joseph Fourier  
Assistant Professeur, IIT Madras  
Maître de Conférences, INP Bordeaux  
Chargé de Recherche CNRS, Talence  
Professeur, Université de Bordeaux  
Docteur en électronique, XMOD Technologies

Président  
Rapporteur  
Rapporteur



« *Ceci est une thèse* »

Pas du tout Magritte





## Remerciements

*Les travaux présentés dans ce tapuscrit se sont déroulés au sein du laboratoire IMS de l'université de Bordeaux.*

*Je voudrais en premier lieu remercier Claude Pellet de m'avoir permis de réaliser mes travaux de recherche au sein du laboratoire IMS et Christelle Maneux de m'avoir permis de les réaliser au sein de son équipe.*

*Je remercie Monsieur Philippe Ferrari, professeur de l'Université Joseph Fourier et Monsieur Raymond Queré, professeur de l'Université de Limoges de m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de ce tapuscrit.*

*Je remercie Monsieur Thomas Zimmer, professeur de l'université de Bordeaux, Monsieur Sébastien Fregonese, chargé de recherche du CNRS et Arnaud Curutchet, maître de conférences de l'Université de Bordeaux d'avoir co-encadré cette thèse.*

*Je remercie aussi Monsieur Anjan Chakravorty, professeur de l'IIT à Madras et Monsieur Bertrand Ardouin, docteur en électronique et directeur de XMOD Technologies de l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant de participer au jury de cette thèse.*

*Je remercie encore Arnaud Curutchet pour m'avoir fait découvrir le monde de la recherche lors d'un stage d'application et de m'avoir donné l'envie de réaliser cette thèse.*

*Je remercie Magali De Matos, Sébastien Fregonese et Cyril Hainaut pour la réalisation des mesures sans lesquelles ces travaux n'auraient pas été possibles.*

*Je remercie Christian Raya pour son aide précieuse lors de la prise en main des logiciels et pour les grandes conversations techniques.*

*Je souhaite aussi remercier les doctorants du bureau paysager d'avoir explosé ma plaisiriance. Merci David, Florian, François, Pamela, Rosario, Yoan.*

*Enfin, je remercie Amouda et ma famille pour leur soutien.*



# TABLE DES MATIERES

---

<b>CHAPITRE I. INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>11</b>
A. CONTEXTE.....	11
1. <i>Historique</i> .....	11
2. <i>Applications</i> .....	12
B. STRUCTURE DU MANUSCRIT.....	13
<b>CHAPITRE II. PRECISION ET DERIVES DES INSTRUMENTS DE MESURES.....</b>	<b>15</b>
A. MESURE DE PARAMETRES S .....	15
B. PRINCIPE DE MESURES D'UN VNA .....	16
C. PRESENTATIONS DES DIFFERENTS BANCS DU LABORATOIRE.....	17
1. <i>Le ZVA 67 - Rohde&amp;Schwarz (100MHz - 67GHz)</i> .....	17
2. <i>Le PNA E8361A – Agilent (100MHz - 110GHz)</i> .....	19
3. <i>Le ZVA – Rohde&amp;Schwarz (140Ghz – 500GHz)</i> .....	20
D. ETUDE DE LA PRECISION DES BANCS DE MESURE .....	20
1. <i>Influence des options sur la précision de la mesure</i> .....	21
2. <i>Dérive temporelle des instruments de mesures</i> .....	31
E. CONCLUSION DU CHAPITRE.....	36
<b>CHAPITRE III. METHODE DE CALIBRAGE .....</b>	<b>39</b>
A. INTRODUCTION SUR LES METHODES DE CALIBRAGE .....	39
B. ÉTAT DE L'ART DES METHODES DE CALIBRAGE.....	39
1. <i>Calibrage Short Open Load Through (SOLT)</i> .....	39
2. <i>Calibrage Through Reflect Line (TRL)</i> .....	43
3. <i>Calibrage Line Reflect1 Reflect2 Match (LRRM)</i> .....	46
4. <i>Calibrage Short Short1 Short2 Through (SSST)</i> .....	47
5. <i>Calibrage Through Reflect Match (TRM)</i> .....	48
6. <i>Calibrage Line-Serie-Shunt (LS1S2)</i> .....	48
7. <i>Conclusion sur les différentes méthodes de calibrage</i> .....	49
C. AMELIORATION DES METHODES DE CALCULS ET DU MODELE DE LA TRL .....	50
1. <i>Introduction à l'amélioration des méthodes de calcul de la TRL</i> .....	50
2. <i>TRL à lignes multiples</i> .....	50
3. <i>Correction de l'erreur d'isolation du VNA</i> .....	52
4. <i>Déplacement du plan de référence</i> .....	56
5. <i>Correction de l'impédance caractéristique</i> .....	61
6. <i>Correction du commutateur interne du VNA</i> .....	71
7. <i>Conclusion sur l'amélioration des méthodes de calculs de la TRL</i> .....	72
D. AMELIORATION DES STANDARDS DU CALIBRAGE TRL.....	73
1. <i>Introduction à l'amélioration des standards TRL</i> .....	73
2. <i>Influence de l'écartement des pointes durant le calibrage</i> .....	73
3. <i>Amélioration des lignes : Construction de ligne à méandres</i> .....	77
4. <i>Amélioration des structures réfléchives : Déplacement du plan de référence</i> .....	104
5. <i>Conclusion sur l'amélioration des standards TRL</i> .....	109
E. CONCLUSION SUR LE CALIBRAGE DES APPAREILS DE MESURE.....	109

<b>CHAPITRE IV. METHODE D'EPLUCHAGE.....</b>	<b>111</b>
A. INTRODUCTION AUX METHODES D'EPLUCHAGES.....	111
B. METHODE PAD-OPEN/COMPLETE-SHORT.....	111
1. <i>Validation de la méthode par Simulation Électromagnétique</i> .....	119
C. METHODE TRL SUR PUCE ET EPLUCHAGE COMPLETE-OPEN ET COMPLETE-SHORT.....	123
D. CALIBRAGE TRL SUR PUCE AVEC STRUCTURE 3D .....	124
1. <i>Validation par simulation électromagnétique</i> .....	126
E. EXPERIMENTATION .....	129
1. <i>Setup d'expérimentation</i> .....	129
2. <i>Résultats d'expérimentation</i> .....	131
F. CONCLUSION SUR LES METHODES D'EPLUCHAGE .....	145
<b>CHAPITRE V. CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>147</b>
<b>RÉFÉRENCES .....</b>	<b>151</b>
<b>GLOSSAIRE .....</b>	<b>155</b>
<b>ANNEXE A : DEMONSTRATION TRL.....</b>	<b>157</b>
A. HYPOTHESE ET STANDARDS.....	157
B. EXPRESSION DES TERMES D'ERREUR EN FONCTION DES MESURES DES STANDARDS.....	160
C. EXPRESSION DES PARAMETRES CORRIGES DU DUT .....	161
<b>ANNEXE B : AMELIORATION DES STRUCTURES REFLECTIVES : REDUCTION DU COUPLAGE.....</b>	<b>163</b>
A. OPTIMISATION DU STANDARD SHORT .....	163
B. CONCLUSION .....	167
<b>PUBLICATIONS.....</b>	<b>169</b>





## CHAPITRE I. INTRODUCTION GENERALE

### A. Contexte

#### 1. Historique

L'invention du transistor bipolaire en 1947 par J. Bardeen, W. Shockley et W. Brattain a permis de remplacer les tubes électroniques dans les dispositifs électroniques. Les transistors ont permis de diminuer grandement la taille des circuits et d'augmenter le nombre de composants dans chaque circuit. La constante réduction de la taille des transistors a entraîné l'augmentation de la fréquence maximale de fonctionnement. Gordon E. Moore a proposé une loi d'évolution de la taille des composants qui est encore utilisée aujourd'hui dans les plans d'action (ITRS roadmap (« ITRS Papers and Presentations » 2015)).

En 1960, le transistor à effet de champ (FET) a permis une intégration plus forte et des coûts de développement plus faible. Les anciennes générations de transistors sur silicium (technologie CMOS et BiCMOS) ne permettent pas une utilisation dans les bandes EHF (30GHz-300GHz) et terahertz (300GHz-30THz). C'est pourquoi les technologies III-V ont été très longtemps privilégiées pour cette bande de fréquence malgré un coût plus élevé (voir Figure 1).

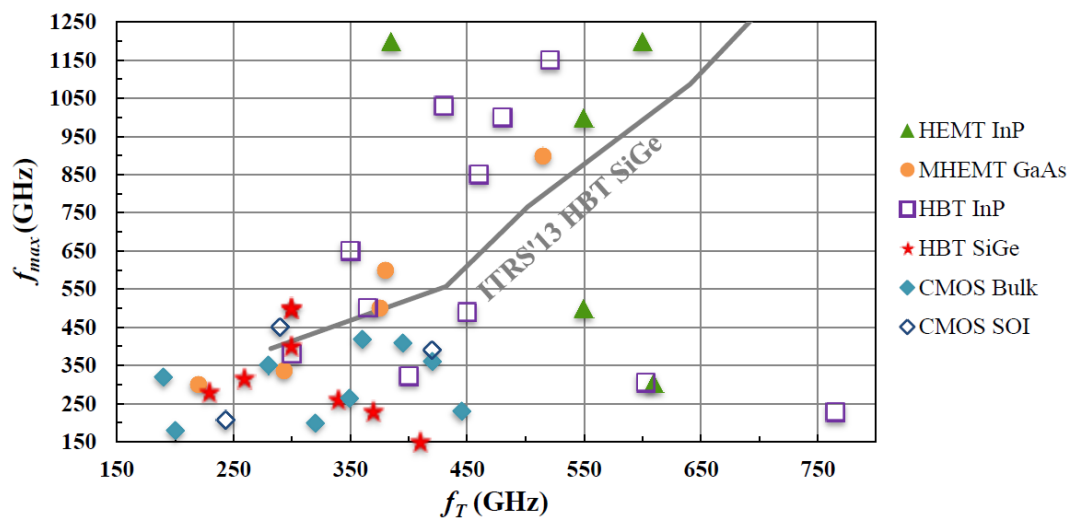


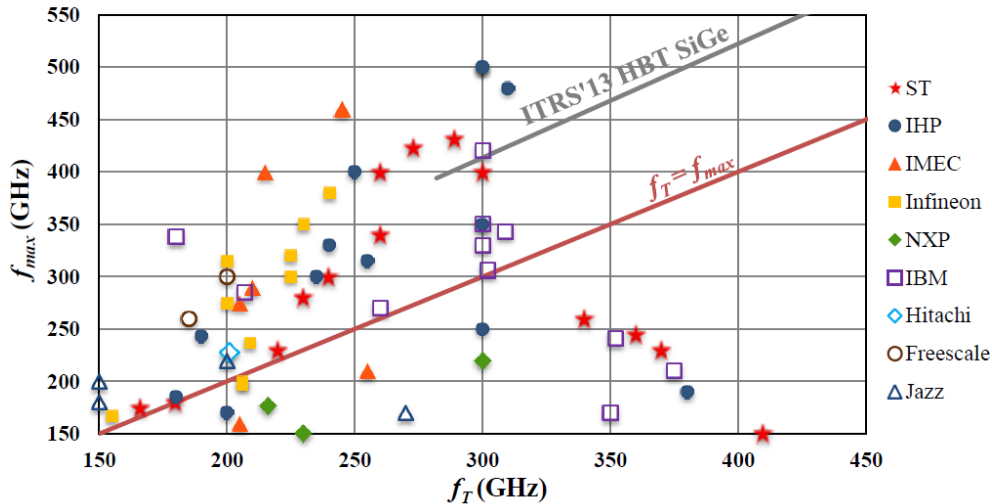
Figure 1 : Etat de l'art des performances fréquentielles,  $f_{max}$  en fonction de  $f_T$ , des transistors de filières silicium et III-V de 2004 à 2012 (graphique de M. Deng, Université de Lille (Deng 2014))

La figure ci-dessus présente deux paramètres de performances pour plusieurs technologies III-V. Nous pouvons constater que l'ensemble des technologies III-V est capable d'adresser la bande EHF. En effet, les fréquences d'oscillation et de transition sont très largement supérieures à 300GHz. Il est aussi possible de réaliser des circuits dans la bande terahertz.

L'ajout de germanium, puis de carbone dans la base des transistors bipolaires silicium a permis une augmentation importante des performances fréquentielles de ce dernier en



augmentant la vitesse de transport des porteurs de charge dans la base. Il peut désormais rivaliser avec les transistors III-V sur cette bande de fréquence pour un coût de fabrication inférieur et une intégration plus importante. Sur la Figure 2, nous pouvons voir les performances des transistors HBT SiGeC de plusieurs fondeurs. Le plan d'action décidé par l'ITRS est aussi affiché.



**Figure 2 : Etat de l'art des performances fréquentielles ( $f_T$  en fonction de  $f_{max}$ ) des transistors HBT SiGe de 2002 à 2013 (graphique de M. Deng, Université de Lille (Deng 2014))**

Beaucoup de fondeurs, notamment ST et Infineon, proposent aujourd'hui des transistors HBT en technologie SiGeC (silicium germanium carbone) avec des fréquences de transition et d'oscillation maximales supérieures à 300GHz.

## 2. Applications

L'augmentation de la fréquence permet, dans les circuits dédiés aux télécommunications, d'augmenter les débits de données. Le projet européen DotSeven (« DotSeven Website : Concept and Objectives » 2012) a pour objectif de développer de nouveaux transistors HBT SiGeC avec des fréquences de transition supérieures à 700GHz. De tels composants permettent la réalisation de circuit dans la gamme EHF. Les applications sont nombreuses dans cette bande de fréquence :

- Des circuits de communication radiofréquence sont en cours de développement dans cette bande (5G, HDMI sans fils, communication entre véhicules léger).
- Des systèmes d'imagerie sont demandés par le secteur de la sécurité. En effet, les nouvelles technologies de céramique permettent la création d'arme indétectable aux portails magnétiques classiques. Dans cette bande de fréquence, les ondes peuvent être transparentes aux tissus et aux papiers et réfléchir sur la peau et sur les objets métalliques et céramiques.
- Des systèmes d'imagerie sont demandés par le secteur médical. En effet, à d'autres fréquences, les ondes terahertz peuvent pénétrer plusieurs millimètres de tissus organique (TeraView 2015), cette méthode d'imagerie terahertz permet donc d'observer l'intérieur d'un patient sans l'utilisation de système très coûteux (IRM) ou

de système ionisant (rayon X). Les réponses fréquentielles de chaque organe sont suffisamment spécifiques pour permettre une meilleure segmentation que les méthodes d'échographies.

Mais le développement de ces technologies nécessite tout d'abord la caractérisation et la modélisation des composants sous-THz utilisés.

## **B. Structure du manuscrit**

Dans la continuité de plusieurs travaux de thèse dans la caractérisation et la modélisation en petit signal de transistors bipolaires, nos objectifs de thèse ont été de continuer la montée en fréquence, notamment en préparant les méthodes nécessaires à la mise en service d'un banc de mesure de paramètres S dans la bande 140GHz-500GHz.

Dans un premier chapitre, nous allons présenter le principe de la mesure de paramètres S en haute fréquence. Ensuite, nous allons présenter des méthodes permettant d'optimiser les réglages des instruments de mesure. Ces méthodes ont été éprouvées sur les bancs de mesures déjà présents au laboratoire.

Dans un deuxième chapitre, après un état de l'art des méthodes de calibrage, nous allons étudier une solution pour augmenter la précision d'une méthode de calibrage particulière, la TRL. D'abord, nous avons complexifié le modèle d'erreur. Ensuite, nous avons modifié les standards utilisés.

Dans un troisième chapitre, après un état de l'art des méthodes d'épluchage et des méthodes de calibrage sur puce, nous proposons une modification de la structure des standards de calibrage classique (TRL) afin d'éviter le sur-épluchage et de simplifier la procédure globale. Enfin, une méthode d'évaluation et de comparaison est proposée afin de valider la précision de cette nouvelle procédure.



## CHAPITRE II. PRECISION ET DERIVES DES INSTRUMENTS DE MESURES

### A. Mesure de Paramètres S

Les composants actifs de type transistor que l'on cherche à caractériser et à modéliser sont fortement non linéaires. Ils sont cependant caractérisés en petit signal, c'est-à-dire avec des signaux radiofréquences de faibles amplitudes, pour linéariser leur comportement. L'étude du comportement fréquentiel d'un composant linéaire se fait généralement par l'utilisation des paramètres de diffraction (*scattering parameters* ou paramètres S). Proposés en 1965, par K. Kurokawa (Kurokawa 1965), les paramètres S reposent sur une mesure de puissance émise,  $a_x$ , et de puissance reçue,  $b_x$ , où x représente le port utilisé. Cette méthode est inspirée de l'étude de système optique, ce qui explique la terminologie.

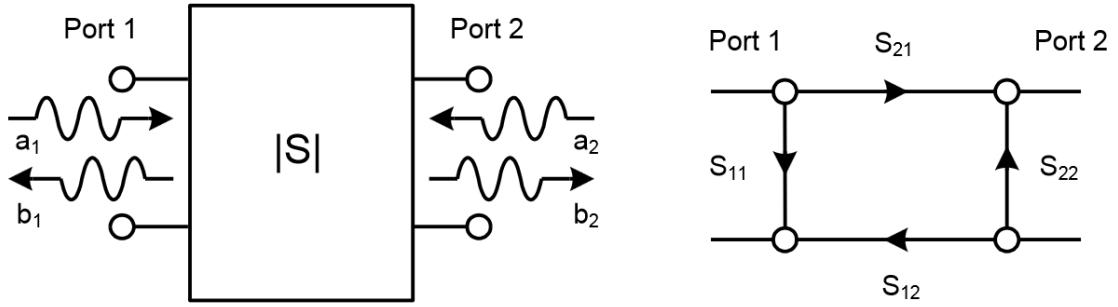


Figure 3 : définition des ondes incidentes et réfléchies (à gauche) et le graphique de flux de signal d'un réseau à deux ports (à droite) (schéma de (Andrej Rumiantsev 2015))

Le schéma de gauche de la Figure 3 présente le composant sous test (DUT : *device under test*) sous la forme d'un rectangle. Les ondes incidentes et réfléchies des ports 1 et 2 sont représentées, respectivement, par des flèches dirigées vers le composant et par des flèches s'éloignant du composant. Les paramètres S sont un rapport complexe de puissance d'une onde réfléchiée par une onde incidente. Ils sont définis comme décrit ci-dessous :

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{II-1}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{II-2}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{II-3}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{II-4}$$

Dans le cas d'un composant non-linéaire, ces paramètres sont mesurés pour plusieurs conditions de polarisation du composant, c'est-à-dire, pour différentes tensions ou courants continus imposés sur les ports d'entrée et de sortie du composant.

## B. Principe de mesures d'un VNA

La mesure de paramètres S est réalisée grâce à un instrument de mesure appelé analyseur de réseaux vectoriel (VNA : Vector Network Analyser). Un VNA est composé de trois blocs principaux (Anritsu 2009):

- Module source (en bleu sur la Figure 4 et la Figure 5) : génère le stimulus de référence ( $a_1$  et  $a_2$ ). Sa bande passante définit la bande du VNA. La principale contrainte du module de source est sa stabilité en fréquence.
- Module test-set (en vert sur la Figure 4) : dirige le signal RF vers le composant sous test (DUT : device under test) et échantillonne les signaux transmis et réfléchis. L'utilisation d'un switch permet l'utilisation d'une seule source (meilleure symétrie) et évite à l'opérateur de devoir retourner le composant (meilleure répétabilité, suppression de l'erreur de contact).
- Module de réception et d'analyse (en rouge sur la Figure 4 et la Figure 5) : analyse le signal RF ( $b_1$  et  $b_2$ ) en phase et en amplitude.

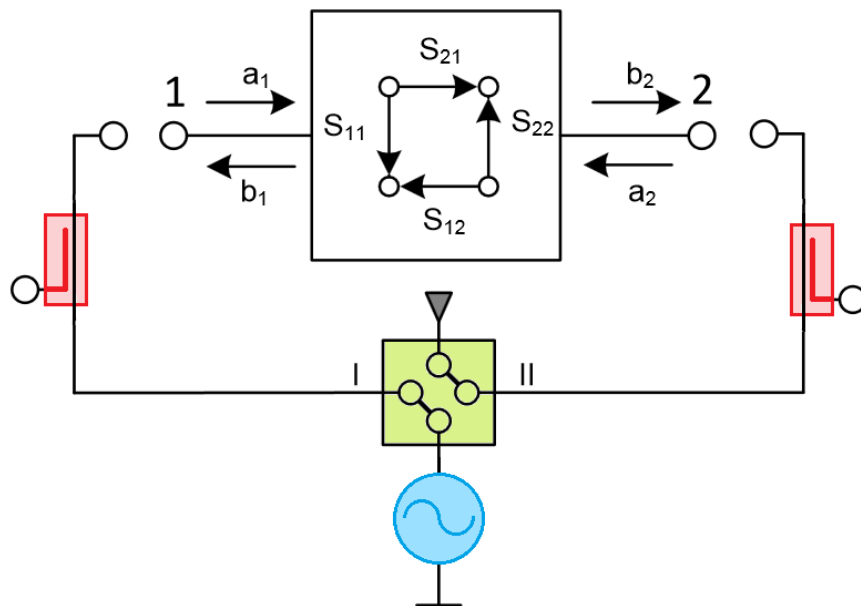


Figure 4 : Schéma de principe de la mesure de paramètres S avec un VNA une seule source RF

L'utilisation d'une unique source RF permet d'avoir une meilleure symétrie du chemin RF dans les sens direct et inverse. Le commutateur devient un composant clé. L'isolation, la répétabilité et la linéarité du commutateur influencent directement la précision de l'ensemble du système.

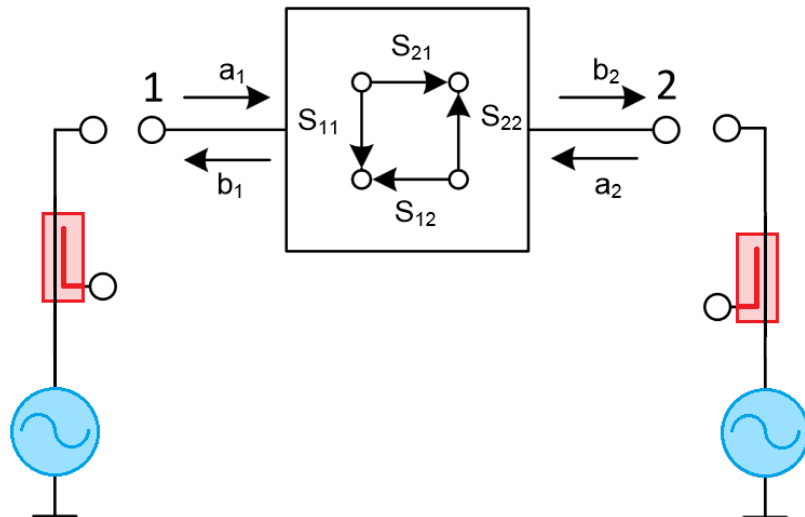


Figure 5 : Schéma de principe de la mesure de paramètres S avec un VNA deux sources RF

L'utilisation de deux sources RF permet de garantir une excellente isolation des ports. Par contre, une asymétrie des sources est possible à cause de la dispersion technologique. Par exemple, la fréquence synthétisée peut-être légèrement différente malgré une commande identique.

### C. Présentations des différents bancs du laboratoire

Cette partie décrit les différents bancs de mesure disponible au laboratoire IMS.

#### 1. Le ZVA 67 - Rohde&Schwarz (100MHz - 67GHz)



Figure 6 : Banc de mesure de paramètres S dans la gamme [0,1-67GHz]

Ce premier banc de mesure est basé sur un ZVA 67 de Rohde&Schwarz. Il a deux sources RF dissociées qui peuvent générer des signaux jusqu'à 67GHz. Des pointes de contact

radiofréquences « Infinity » de Cascade Microtech, en topologie G-S-G (Ground-Signal-Ground), sont utilisées sur la bande 0,1-67GHz. Une vue de dessus schématique de pointe G-S-G est présentée sur la Figure 7.

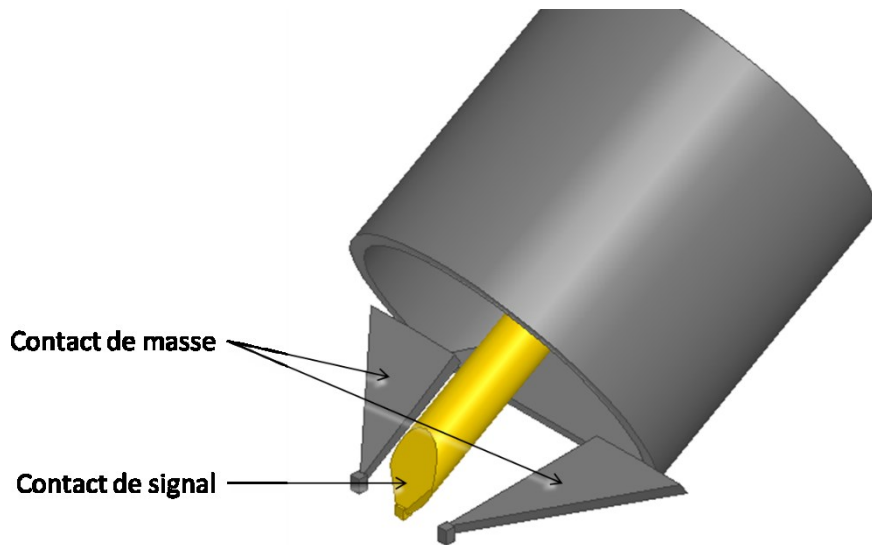
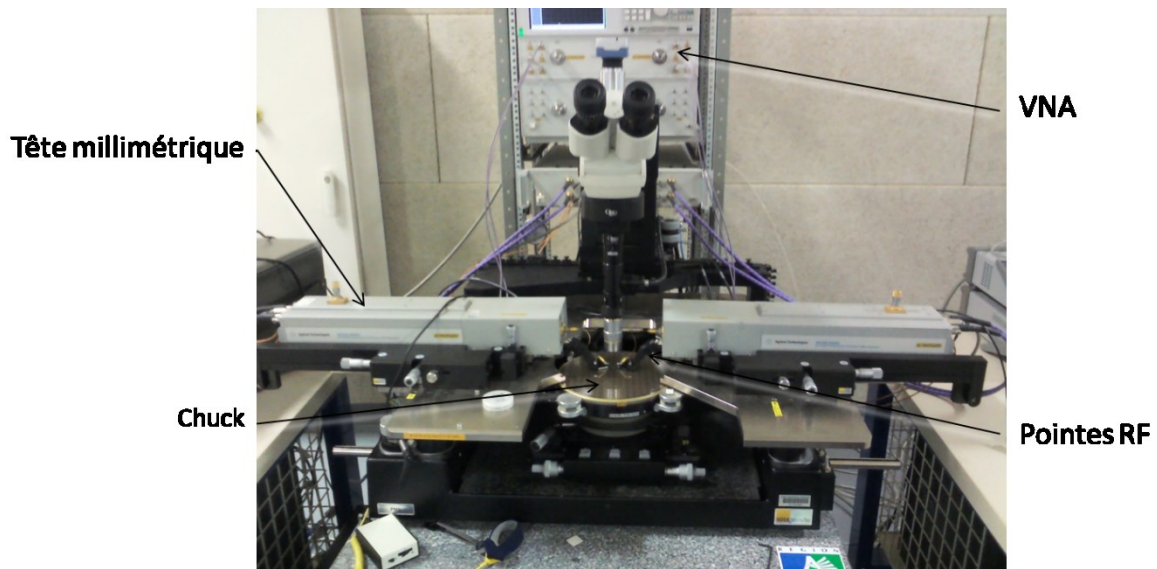


Figure 7 : Vue en perspective des pointes de mesures en topologie G-S-G

Comme nous pouvons le voir sur la figure, il y a trois aiguilles sur chaque pointe, les deux aiguilles extérieures sont connectées à la masse et l'aiguille du milieu est connectée au signal. Des pointes « Z-probes » de Cascade Microtech sont également disponibles mais pour une bande de fréquence plus réduite : 0,1-40GHz. Le calibrage du banc peut être réalisé à l'aide du kit de calibrage CSR-8 sur substrat d'alumine pour les pointes « Z-probes ». Les contacts de mesure sont réalisés grâce à un *prober* semi-automatique, c'est-à-dire qu'il est possible de déplacer le support du DUT (*chuck*) suivant les trois axes spatiaux grâce à une console de commande. Il n'est pas possible de piloter les pointes de mesures avec cette console. Il est donc impossible de modifier l'écart entre de mesures automatiquement. L'utilisation d'un *prober* semi-automatique permet une meilleure répétabilité des contacts de mesure et une automatisation des campagnes de mesure.

Le banc est aussi équipé d'un système de protection électromagnétique pour réduire l'influence des pollutions électromagnétiques sur la mesure, ce qui peut s'avérer utile notamment lors de la mesure des paramètres de bruits des composants. Il est aussi équipé d'un contrôleur de température du *chuck* qui permet de réaliser des mesures de -50°C à 200°C. Enfin, il est possible de réaliser un calibrage en puissance de l'appareil afin d'assurer un niveau de puissance d'entrée constant sur la bande de mesure en bout des pointes de mesures et ainsi d'assurer le même régime petit signal pour l'ensemble de la bande de fréquence.

## 2. Le PNA E8361A – Agilent (100MHz - 110GHz)



**Figure 8 : Banc de mesure de paramètres S dans la gamme [0,1-110GHz]**

Ce deuxième banc de mesure est basé sur l'instrument de mesure est un PNA E8361A de Keysight (Agilent). Il est capable de générer un signal RF jusqu'à 67GHz et possède une seule source RF commutée. Entre 67GHz et 110GHz, les têtes millimétriques (voir Figure 8) prennent le relais. La puissance émise est automatiquement réglée grâce au VNA jusqu'à 67GHz. Au-delà, des atténuateurs réglables manuellement sont utilisés.

Les pointes de mesures « model 110H » de Picoprobe sont en topologie G-S-G. Le kit de calibrage est un CSR-8 sur substrat d'alumine.



### 3. Le ZVA – Rohde&Schwarz (140GHz – 500GHz)

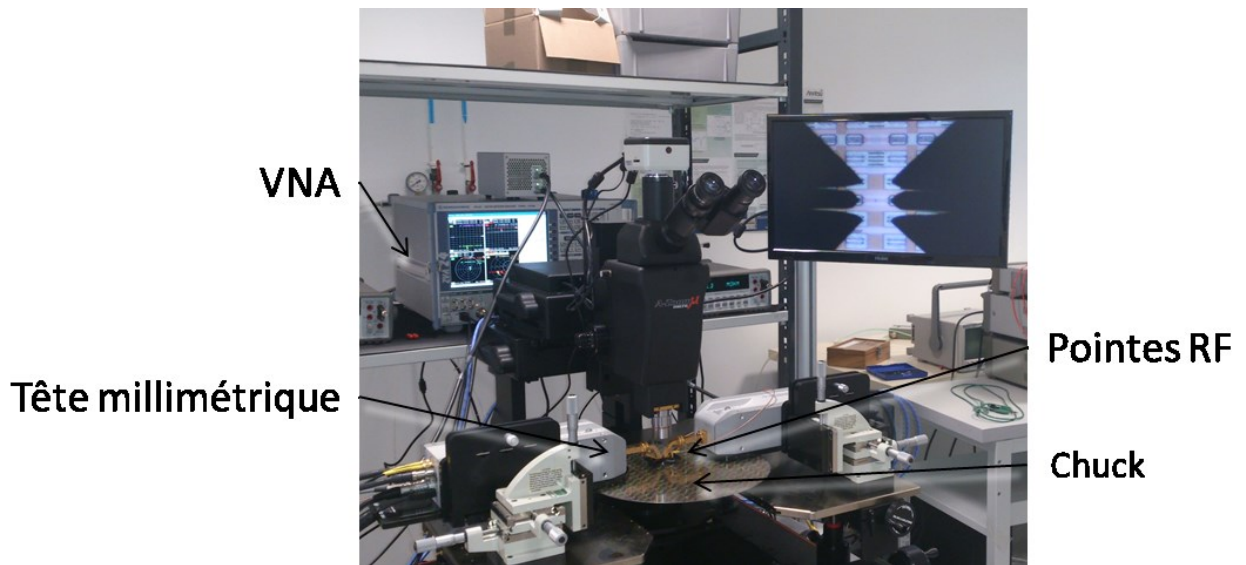


Figure 9 : Banc de mesure de paramètres S dans la gamme [140-500GHz]

Ce dernier banc de mesure, installé depuis juin 2015, est basé sur le VNA est un ZVA de Rohde&Schwarz avec 4 ports et 2 sources RF commutées. Le VNA ne peut pas générer le signal RF en interne, nous utilisons donc des mélangeurs RF (ou têtes millimétriques). Il y a 3 paires de mélangeurs (têtes millimétriques) associées à 3 paires de pointes GSG ayant un pitch de 50 $\mu$ m, couvrant respectivement les bandes 140-220GHz, 220GHz-330 GHz et 330GHz-500GHz.

#### D. Etude de la précision des bancs de mesure

Avant de commencer l'évaluation des différentes méthodes de calibrage et d'épluchage, il est nécessaire d'évaluer les performances intrinsèques des différents bancs de mesures. C'est pourquoi nous commençons par estimer les limitations et dérives des différents instruments de mesure afin de définir des marges de précision. Cette étude a porté sur deux des analyseurs de réseau vectoriel décrits plus haut, à savoir :

- Le ZVA 67 - Rohde&Schwarz (100MHz - 67GHz)
- Le PNA E8361A – Agilent (100MHz - 110GHz)

La précision des instruments de mesure dépend beaucoup de la configuration de ces derniers. En particulier, les paramètres suivants semblent fortement influencer le niveau de bruit et doivent être étudiés et optimisés :

- La puissance d'entrée (« Input power » ou  $P_{in}$ ) : plus la puissance délivrée au composant (DUT) est importante, plus le ratio signal sur bruit (SNR) sera élevé.
- Moyenne (« Average » ou  $A_v$ ) : réaliser la moyenne de plusieurs mesures permet de réduire la contribution des erreurs de mesures aléatoires.

- Bande passante du filtre de la fréquence intermédiaire (« Intermediate frequency bandwidth » ou IF): En réduisant la bande passante du filtre, la quantité de bruit transmise au récepteur est réduite.

Ces paramètres peuvent modifier l'erreur du VNA. L'erreur peut-être de deux natures :

- Une erreur systématique ou reproductible (résidu de calibrage, dérive des instruments, modifications de l'environnement de mesure). Cette erreur est la même à chaque nouvelles mesures.
- Une erreur aléatoire ou non-reproductible (bruit, pollution EM, erreur de répétabilité de contact). Cette erreur est différente à chaque nouvelle mesure.

La dérive de l'instrument avec la température est aussi évaluée dans ce chapitre.

### 1. Influence des options sur la précision de la mesure

Afin de quantifier l'influence des paramètres sur la précision de la mesure, trois métriques ont été sélectionnées :

- La valeur de la capacité du kit de calibrage (le standard « Open » de l'ISS) pour différents points de fréquence.
- La valeur moyenne de cette capacité sur la bande de fréquence mesurée. Cette valeur doit être aussi proche que possible de la valeur donnée par la documentation. Ceci reflète la précision absolue de la mesure.
- L'écart type de cette valeur à la valeur nominale sur la bande de fréquence. Ceci est calculé grâce à l'équation II-5. Cette valeur doit être aussi faible que possible. Ceci reflète la déviation de l'instrument sur la bande de fréquence.

$$\text{Écart}_{type} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum ((C_{mesurée} - C_{nominale})^2)} \quad \text{II-5}$$

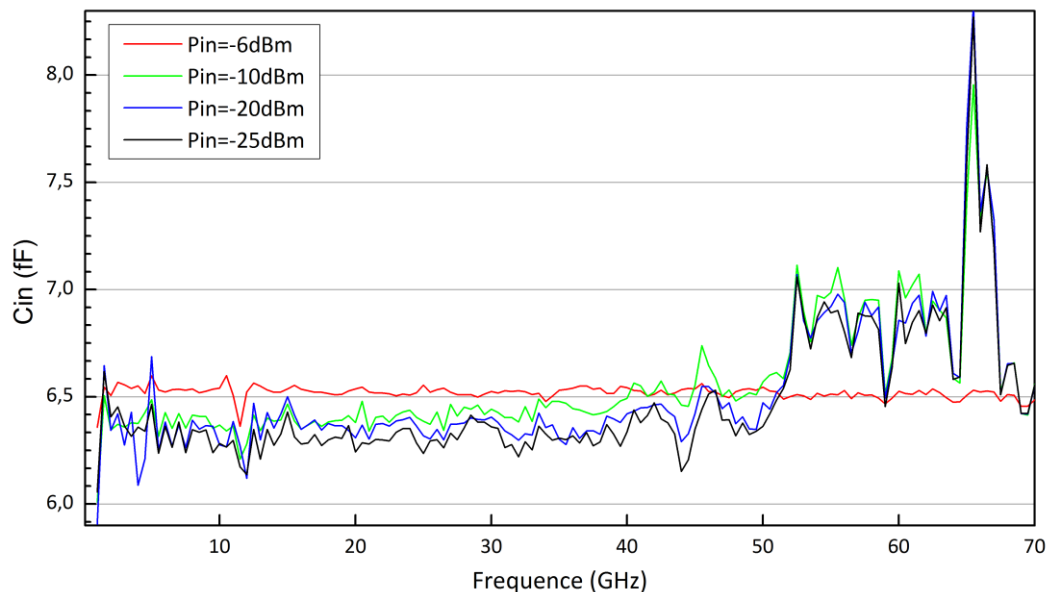
Avec N, le nombre de point de mesure,  $C_{nominale}$ , la valeur moyenne de la capacité sur l'ensemble de la bande et  $C_{mesurée}$  la capacité mesuré en un point de mesure.

#### 1.a) Influence de la puissance d'entrée à IF et moyenne fixées

L'ensemble des standards de calibrage sont des composants passifs. Les VNA sont composés d'éléments quasi-linéaires. Avec une puissance d'entrée plus élevée envoyée sur le DUT, le rapport signal sur bruit (SNR) augmente, ceci devrait permettre un calibrage plus précis. De plus, les constructeurs de VNA expliquent que l'on peut adapter la puissance d'entrée après la phase de calibrage pour permettre une mesure dans des conditions « petit signal » à condition de ne pas modifier le chemin RF (par exemple en modifiant les atténuateurs). Ceci suppose que les conditions de linéarité soient réunies sur l'ensemble de la plage de puissance et de fréquence. L'article (Sanoh et Suzuki 2010) confirme ces affirmations pour deux VNA de Keysight (anciennement Agilent).

### 1.a.1) Résultats de la station de mesure 110GHz

Dans un premier temps, le système a été calibré en utilisant un calibrage SOLT avec les paramètres suivants :  $P_{in} = -6\text{dBm}$ ,  $IF = 10\text{Hz}$  et  $A_v = 1$ . Dans un deuxième temps, les paramètres S du standard « open » ont été mesurés et la valeur de sa capacité a été calculée (voir la Figure 10, courbe rouge). La mesure est réalisée jusqu'à 67GHz. En effet, au-delà de 67GHz, le signal est généré par les têtes millimétriques. La puissance n'est pas asservie dans cette bande de fréquence, il n'y a donc pas d'influence de ce paramètre sur la mesure au-delà de 67GHz.

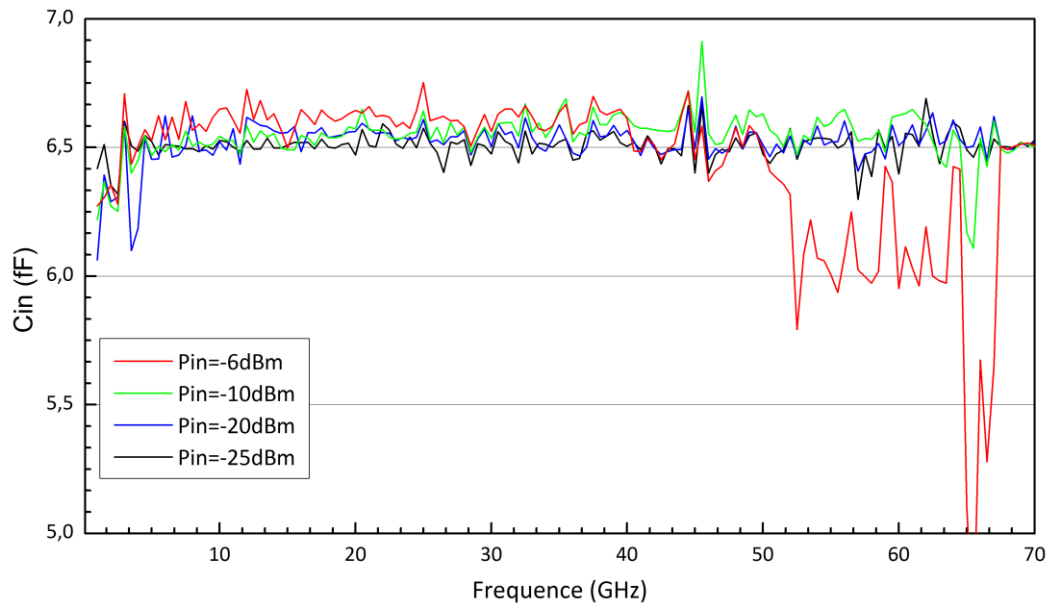


**Figure 10: Valeur de la capacité extraite en fonction de la fréquence pour différentes valeur de puissance d'entrée, le système étant calibré avec  $P_{in} = -6\text{dBm}$**

Nous pouvons voir sur l'ensemble de la bande de fréquence, que les mesures sont très proches de la valeur théorique. Ensuite, nous avons modifié la puissance d'entrée (sans recalibrer le système) avec les valeurs suivantes :  $-10\text{dBm}$ ,  $-20\text{dBm}$  et  $-25\text{dBm}$ . A chaque fois, le standard « open » a été mesuré et sa capacité calculée. Sur la Figure 10, nous pouvons remarquer que jusqu'à 50GHz l'erreur n'augmente que légèrement et d'autant plus que la puissance d'entrée diminue. La mesure est encore d'une précision acceptable. Au-dessus de 50GHz, nous observons une différence inacceptable entre la valeur de la capacité calculée et la valeur nominale.

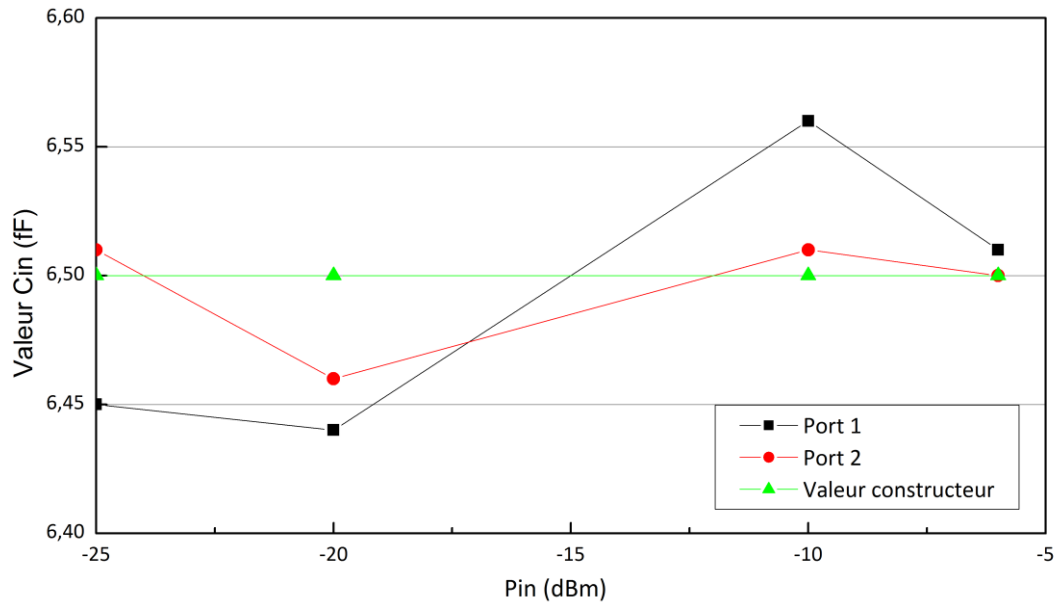
La même procédure est de nouveau réalisée, mais la puissance d'entrée est cette fois-ci réglée à  $-25\text{dBm}$ . Les paramètres S du standard « open » sont mesurés et la valeur de la capacité calculée (voir Figure 11, courbe noire). Le constat est similaire. La valeur extraite est proche de la valeur théorique sur l'ensemble de la bande de fréquence. Il semblerait que le bruit soit plus important comparé à la Figure 10 (courbe rouge), où le calibrage a été fait à plus haute puissance. Ensuite, nous avons modifié la puissance d'entrée (sans recalibrer le système) avec les valeurs suivantes :  $-20\text{dBm}$ ,  $-10\text{dBm}$ ,  $-6\text{dBm}$ . A chaque fois, la capacité du standard « open » a été mesurée. Sur la Figure 11, nous pouvons observer que les résultats de la mesure sont acceptables sur l'ensemble de la gamme de fréquence et de la gamme de

puissance, exception faite de la plus haute puissance (-6dBm), où encore une fois, un écart importante est visible à partir de 50GHz. Nous pouvons en conclure que le comportement du VNA n'est pas linéaire sur l'ensemble de la bande de fréquence et sur l'ensemble de la gamme de puissance d'entrée. Il s'avère donc nécessaire de réaliser un nouveau calibrage à chaque fois que la puissance d'entrée est modifiée pour s'assurer une mesure précise.



**Figure 11: Valeur de la capacité extraite en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de puissance d'entrée. Le système a été calibré avec une puissance d'entrée de -25dBm**

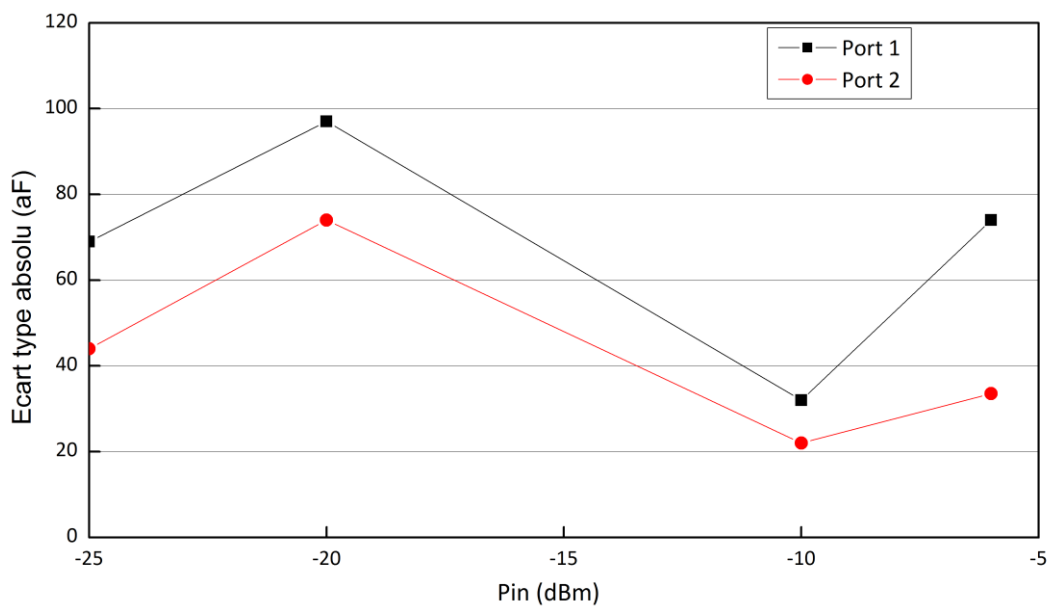
En résumé, si nous voulons évaluer la contribution de la puissance d'entrée sur la précision de la mesure, il est nécessaire de réaliser un calibrage à chaque fois que la puissance d'entrée est modifiée. En procédant ainsi, nous avons calculé la valeur moyenne de la capacité sur l'ensemble de la bande de fréquence et l'écart-type à la valeur nominale grâce à l'équation II-5. La Figure 12 montre la valeur moyenne de la capacité extraite pour les deux ports du VNA. La valeur nominale est aussi présentée à titre de comparaison.



**Figure 12: Valeur moyenne de la capacité d'entrée de chaque port en fonction de la puissance d'entrée**

La précision de la mesure de la capacité est très importante ; l'erreur maximale est inférieure à 0,1fF. Rien ne semble démontrer que la puissance d'entrée ait un impact sur la précision de la valeur de la capacité sur la gamme de puissance considérée (nous avons évité les puissances très faibles nécessitant des atténuateurs supplémentaires et modifiant le chemin RF).

Dans un second temps, nous avons calculé l'écart-type moyen de la capacité extraite à la valeur nominale. La Figure 13 présente l'écart type en fonction de la puissance d'entrée.



**Figure 13: Ecart type de la capacité extraite à la valeur nominale en fonction de la puissance d'entrée**

Une fois encore, il n'y a pas de preuve qui nous permet de conclure quant à une corrélation entre la précision de la mesure et la puissance d'entrée. La variation de la mesure introduite par l'erreur de répétabilité de contact semble prédominante devant l'influence de la puissance d'entrée.

En conclusion, la puissance d'entrée utilisée durant la mesure d'un composant doit être la même que celle utilisée pendant la phase de calibrage. La puissance d'entrée ne semble pas affecter la précision de l'appareil. La valeur minimale des capacités mesurables est de 1fF avec une précision de 10%.

### 1.b) Moyennage

Le principe du moyennage est de réaliser la même mesure un nombre fixé de fois et de calculer la valeur moyenne de toutes ces mesures. Ceci permet de réduire l'erreur aléatoire de mesure. La contribution de plusieurs valeurs de moyennage (1, 4, 8 et 16) a été observée. De nouveau, nous avons mesuré et extrait la valeur du standard OPEN.

#### 1.b.1) Résultats de la station de mesure 110GHz

Le VNA est réglé de la manière suivante :  $f=10\text{Hz}$  et  $P_{in}=-6\text{dBm}$ . La Figure 14 présente la valeur de la capacité extraite pour différentes valeurs de moyennage. Nous n'observons pas de différences notables entre les différentes courbes.

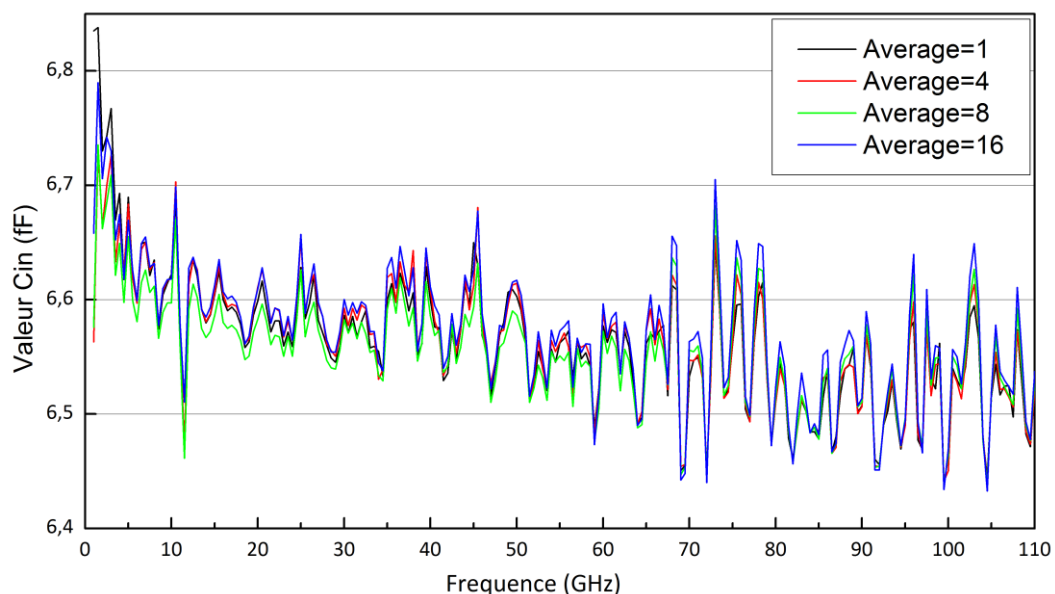


Figure 14: Capacité extraite pour différente valeur de moyennage en fonction de la fréquence

La Figure 15 montre le paramètre  $S_{11}$  mesuré sur l'abaque de Smith pour deux valeurs éloignées de moyennage (1 et 16). Le principal avantage de l'abaque de Smith est de mettre en évidence à la fois le bruit d'amplitude et le bruit de phase sur l'ensemble de la bande de fréquence.

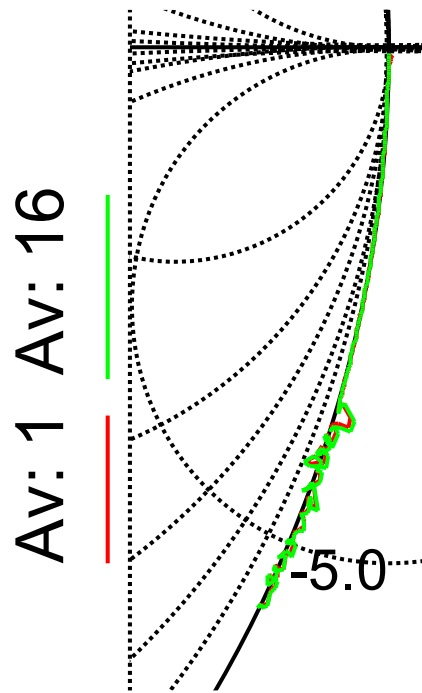


Figure 15:  $S_{11}$  pour deux valeurs de moyennage (1 et 16) en fonction de la fréquence

Comme on peut l'observer sur la Figure 15, l'influence du moyennage sur la précision de la mesure semble négligeable sur l'ensemble de la bande fréquence. Le bruit n'est pas réduit par le moyennage. Ceci signifie que l'erreur mesurée n'est pas aléatoire, mais reproductible et qu'elle pourrait être réduite par un calibrage plus précis (en principe, ici l'erreur résiduelle est déjà très faible). A partir de ces résultats, la valeur moyenne de la capacité est calculée pour chaque valeur de moyennage. La Figure 16 présente le résultat de la valeur moyenne de la capacité en fonction du réglage de moyennage.

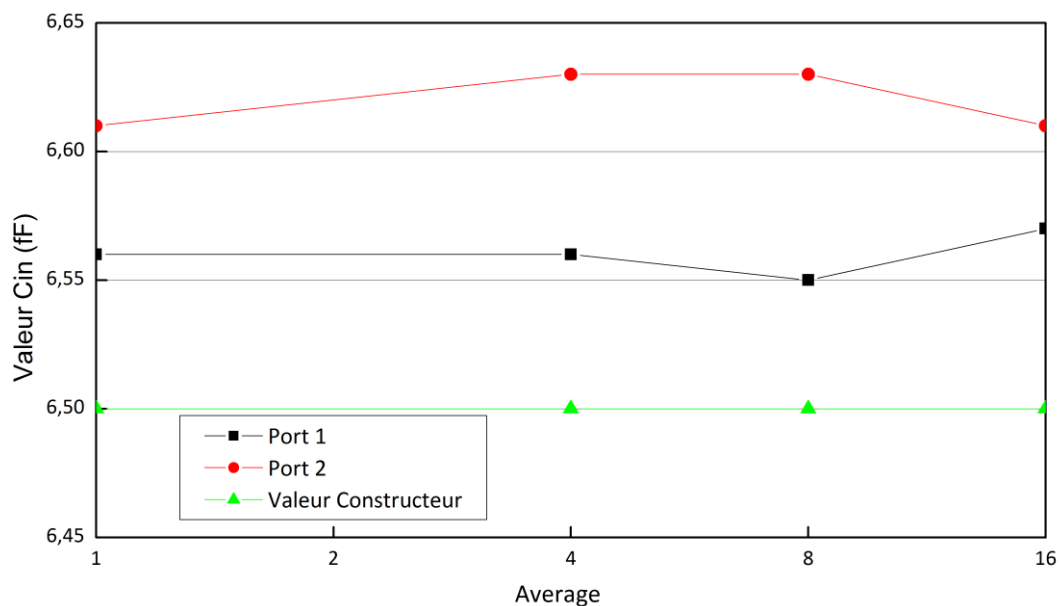
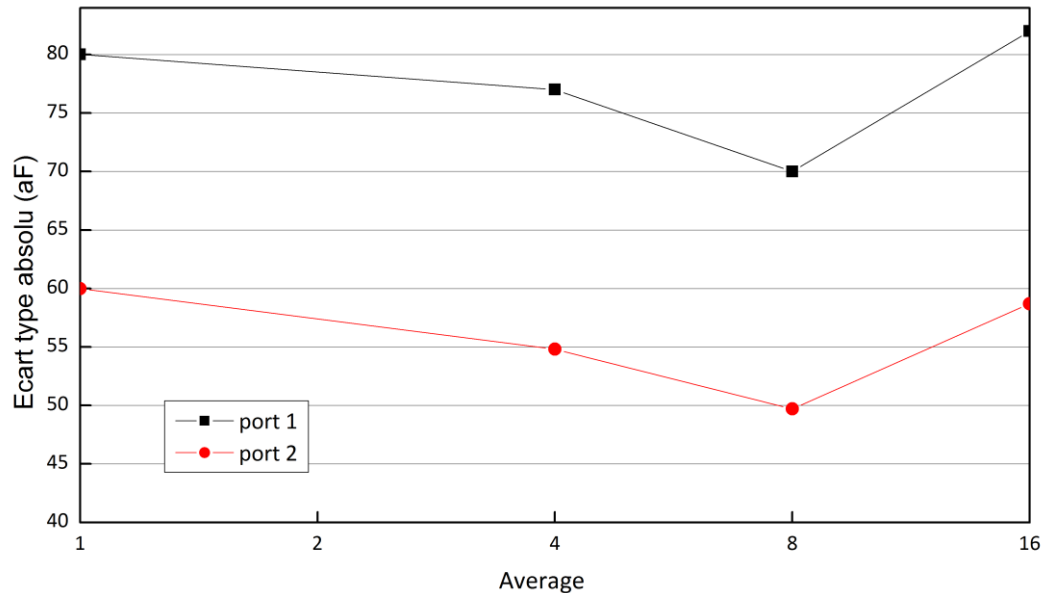


Figure 16: Valeur moyenne de la capacité calculée en fonction du nombre de moyenne

Même pour les valeurs les plus élevées de moyennage, la précision de la mesure ne s'améliore pas sur les deux ports. Sur la Figure 17, l'écart-type moyen est tracé en fonction du moyennage. Il n'y a pas d'amélioration significative de la précision avec l'augmentation du nombre de point de mesure. Un minimum de dispersion est tout de même notable pour un « Average » de 8. L'amélioration est plus faible que la variation d'un port à l'autre.



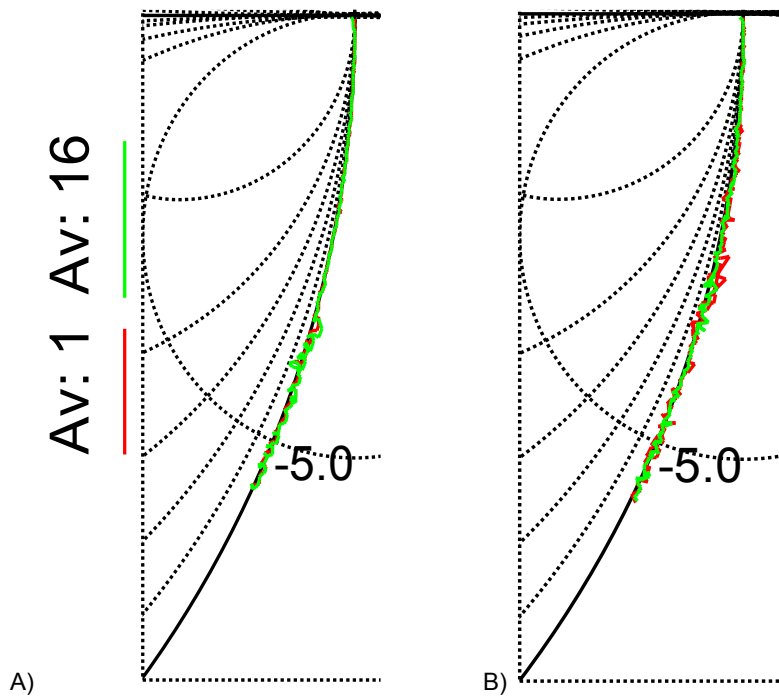
**Figure 17: Ecart-type entre la valeur calculée de la capacité et la valeur nominale en fonction du moyennage**

Nous pouvons en conclure que la dispersion de la mesure n'est pas améliorée par un moyennage plus important. C'est pourquoi la valeur du moyennage doit être fixée à 1. On peut tout de même remarquer que la puissance d'entrée est relativement élevée (-6dBm) et que le rapport signal sur bruit est lui aussi élevé.

Afin d'observer l'influence du moyennage dans des conditions plus proches des conditions de caractérisations de transistors, la puissance d'entrée a été abaissée à -25dBm (conditions classique de mesure), puis à -40dBm (niveau de puissance très faible) pour la mesure et pour le calibrage. Les autres paramètres des instruments de mesures restent inchangés.

La Figure 18 présente le paramètre  $S_{11}$  dans les conditions de mesures décrite ci-dessus pour une structure « open » après un calibrage SOLT pour deux valeurs de moyennage (1 et 16)





**Figure 18: Coefficient de réflexion d'une structure OPEN pour A)  $P_{in} = -25\text{dBm}$  et B)  $P_{in} = -40\text{dBm}$ . Pas de moyennage en rouge et un moyennage de 16 en vert**

Nous pouvons observer que même pour une puissance d'entrée de  $-25\text{dBm}$ , un moyennage de 16 n'améliore pas la mesure comparé à un moyennage de 1. Pour une puissance d'entrée de  $-40\text{dBm}$ , la courbe moyennée semble moins bruitée que celle sans moyennage sur une partie de la bande de fréquence. Nous concluons donc ce paragraphe avec le message suivant. Malgré la capacité théorique du moyennage à réduire le bruit aléatoire de mesure, cette option n'améliore pas nettement la précision de la mesure dans des conditions normale de mesure d'un transistor. Il est aussi à noter que le moyennage augmente grandement le temps de mesure et donc la dérive potentielle des instruments de mesures (voir le paragraphe suivant : 2 « Dérive temporelle des instruments de mesures »). Cette option doit donc être utilisée avec précaution.

### 1.c) Influence de la largeur du filtre de fréquence intermédiaire

Comme expliqué succinctement dans l'introduction, le VNA comporte 3 parties : un module d'émission de signal, un module de réception et de traitement et un module « d'aiguillage ». La partie réception reçoit un signal à haute fréquence, qui est abaissé à une fréquence plus faible en deux étapes à l'aide de multiplieurs. La largeur de la bande de fréquence intermédiaire (IF bandwidth ou IF) permet de régler la largeur du filtre utilisé entre les deux étages multiplieurs, après la première descente en fréquence. Plus cette bande est étroite et plus la mesure est précise au détriment d'un temps de mesure un peu plus long. Nous avons évalué l'influence de la IF sur le banc de mesure de paramètres S 110GHz d'Agilent.

### 1.c.1) Résultats de la station de mesure 110GHz

La Figure 19 montre la valeur de la capacité calculée (à partir des paramètres S d'un standard OPEN) à partir de mesures réalisées avec différentes valeurs de largeur de bande de fréquences intermédiaires.

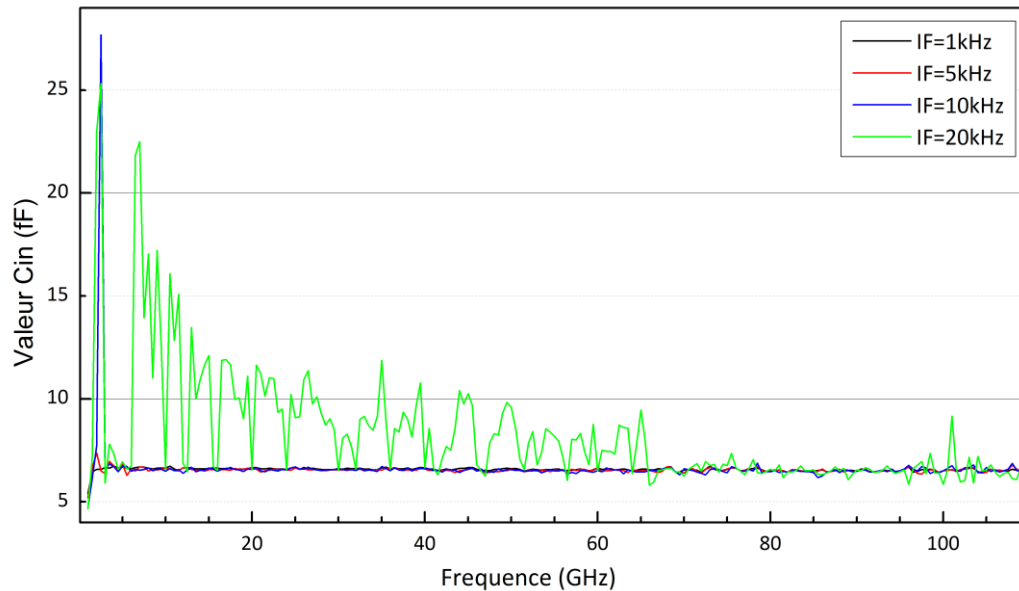
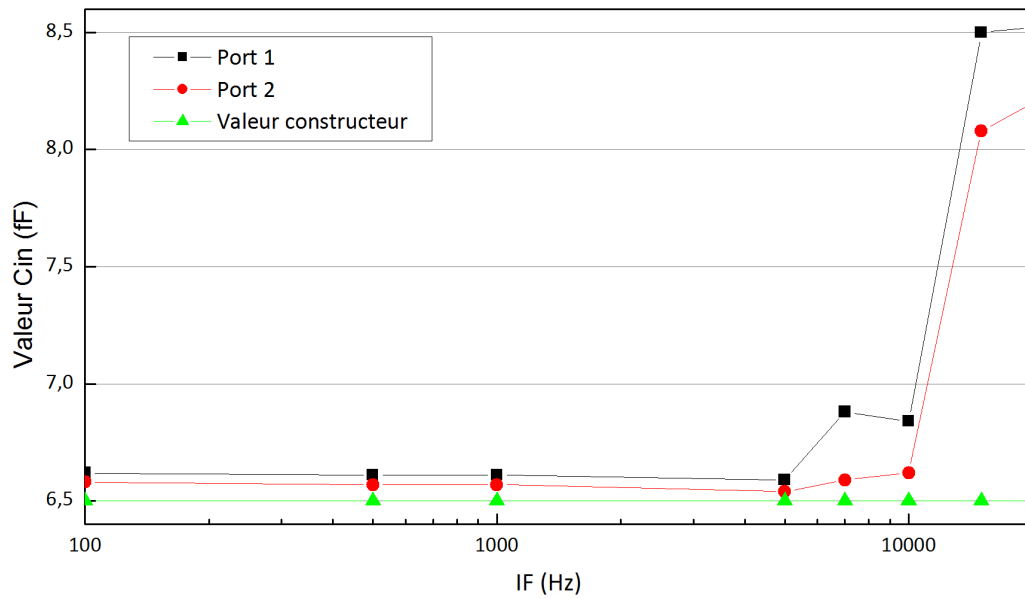


Figure 19: Valeur de capacité extraite pour plusieurs valeurs de fréquence intermédiaire

Ici, nous constatons clairement qu'une valeur trop élevée entraîne une précision très faible aux basses fréquences.

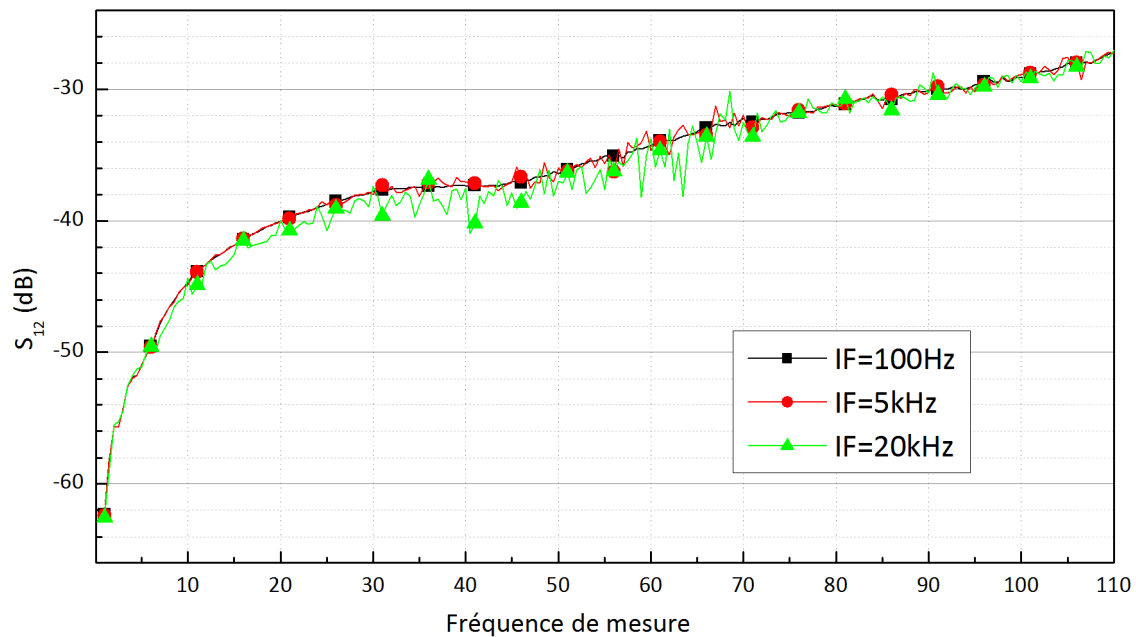
La Figure 20 présente la valeur moyenne de la capacité extraite en fonction de la valeur de la largeur de la IF. La capacité est calculée grâce à la méthode décrite dans le paragraphe précédent : « Influence de la puissance d'entrée à IF et moyenne fixées ».



**Figure 20: Valeur de la capacité extraite en fonction de la largeur de la IF (moyennée sur l'ensemble de la bande de fréquence)**

Nous observons le même comportement que sur la Figure 19, si la largeur de la IF est trop élevée, la précision est très faible. Dans l'exemple présenté, diminuer encore la valeur de la IF (les trois premiers points de la courbe) n'augmente pas la précision mais augmente le temps de mesure. Il apparaît que la fréquence intermédiaire doit être optimisée : elle doit être suffisamment faible pour permettre une mesure précise, mais pas trop faible pour permettre un temps de mesure aussi court que possible.

Sur les figures précédentes, la puissance reçue par l'instrument est importante car nous mesurons un circuit ouvert. La sensibilité au bruit est donc faible. Afin d'estimer l'influence de la valeur de la largeur du filtre IF, nous avons tracé la transmission d'un port à l'autre lors de la mesure d'un standard open. Le résultat est présenté sur la Figure 21.



**Figure 21 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence de mesure pour plusieurs valeurs d'IF**

La valeur du coefficient de transmission ne semble pas être affectée par la modification de l'IF. En effet, dans les trois cas, la valeur est très faible pour le premier point de mesure (-62dB) et augmente avec la fréquence jusqu'à -25dB. Par contre, un bruit de mesure plus important est notable pour les valeurs les plus grandes d'IF.

#### 1.d) Conclusion

Dans cette partie, plusieurs paramètres du VNA ont été évalués. Voici la synthèse de cette étude :

- Modifier la puissance d'entrée  $P_{in}$  après le calibrage entraîne une mesure plus bruitée.
- L'utilisation du moyennage n'augmente pas significativement la précision de la mesure de paramètres S d'un transistor dans la gamme de puissance et d'IF étudiée.
- La bande de fréquence intermédiaire doit être  $5 \cdot 10^6$  fois plus faible que la fréquence la plus basse de mesure. Une diminution de l'IF permet de diminuer le bruit de mesure pour des signaux ayant une amplitude très faible.

### 2. Dérive temporelle des instruments de mesures

La dérive des instruments de mesures avec le temps est un phénomène connu, plus particulièrement quand la température ambiante change (Carbonero 1996). C'est pourquoi les instruments de mesures doivent être installés dans une salle à la température parfaitement contrôlée. De plus, un calibrage doit être effectué avant chaque campagne de mesure et les instruments de mesures doivent être allumés au moins une heure avant la première mesure. Dans cette partie, nous présentons une méthode pour quantifier cette dérive des instruments avec le temps.

### 2.a) Méthodologie

La première étape est le calibrage SOLT du VNA après une période de chauffage de l'appareil. Le calibrage SOLT est utilisé car il ne nécessite pas de modifier pas la distance entre les pointes de mesures. Afin de supprimer l'erreur de répétabilité de contact, nous avons fini le calibrage sur le standard OPEN et utilisé celui-ci par la suite comme référence durant la mesure en gardant le contact tout le long de celle-ci (il n'y a pas eu de séparation entre les pointes et la structure OPEN). Cette référence a été mesurée pendant 20h toutes les 30 minutes.

Nous avons réalisé cette expérience avec deux VNA différents, (Agilent 110GHz et Rohde&Schwarz ZVA 67GHz) sur deux stations sous pointes différentes. Les résultats présentés par la suite sont la valeur absolue de la différence entre le coefficient de réflexion du standard OPEN mesuré (valeur du paramètre  $S_{11}$ ) et le coefficient mesuré à  $t=0s$ , défini avec l'équation II-6.

$$Dérive(t) = |\Gamma_{mesurée}(t) - \Gamma_{mesurée}(t = t_0)| \quad \text{II-6}$$

Les résultats obtenus avec les deux configurations sont décrits dans les deux paragraphes suivants.

### 2.b) Résultats de la station sous pointes 67GHz

Le premier banc de test est le ZVA de Rohde&Schwarz. Les options du VNA sont réglées comme suit : IF=50Hz, pas de moyennage, puissance d'entrée -15dBm sur les deux ports, un calibrage en puissance a été réalisé sur les deux ports. Avec cette configuration, nous observons une déviation maximale de 3,7% sur l'ensemble de la bande de fréquence à  $t=0s$  par rapport à la valeur théorique ( $|\Gamma|=1$ ). Nous avons mesuré le standard OPEN pendant 20h. La Figure 22 présente la dérive du coefficient de réflexion en fonction du temps pour différents points de fréquence.

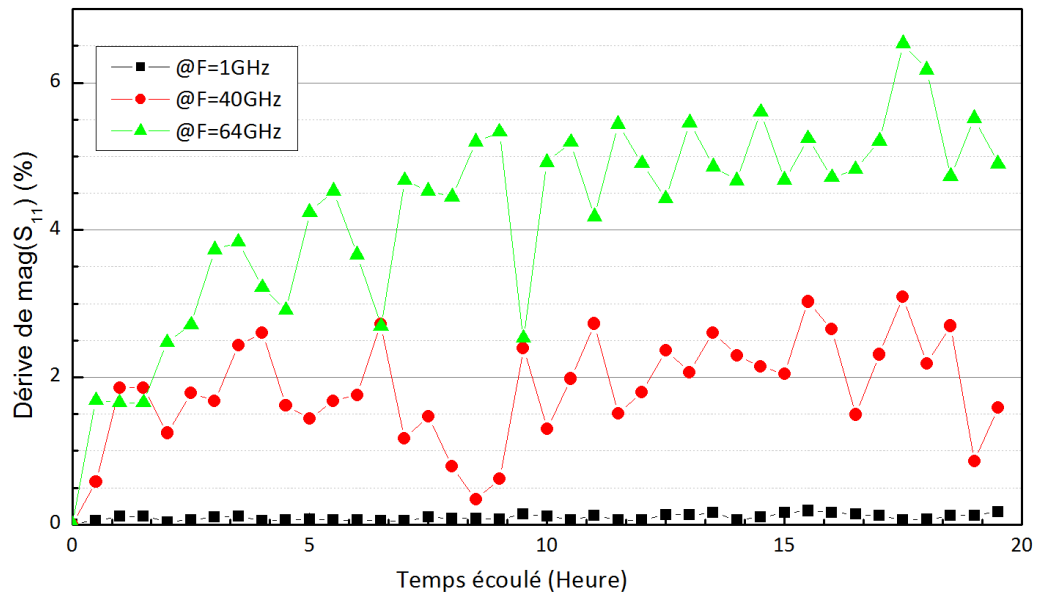


Figure 22 : Dérive du port 1 de l'instrument en fonction du temps pour trois points de fréquence

Nous remarquons une bonne stabilité de la mesure sur 20 heures. Nous remarquons aussi que la dérive est importante avec l'augmentation de la fréquence de mesure. Le point à 1GHz est quasiment aussi précis à la fin de la journée qu'au début.

La Figure 23 montre la dérive de la capacité extraite par rapport à la capacité à  $t=0s$  en fonction de la fréquence. Chaque couleur de courbe représente un intervalle de temps différent.

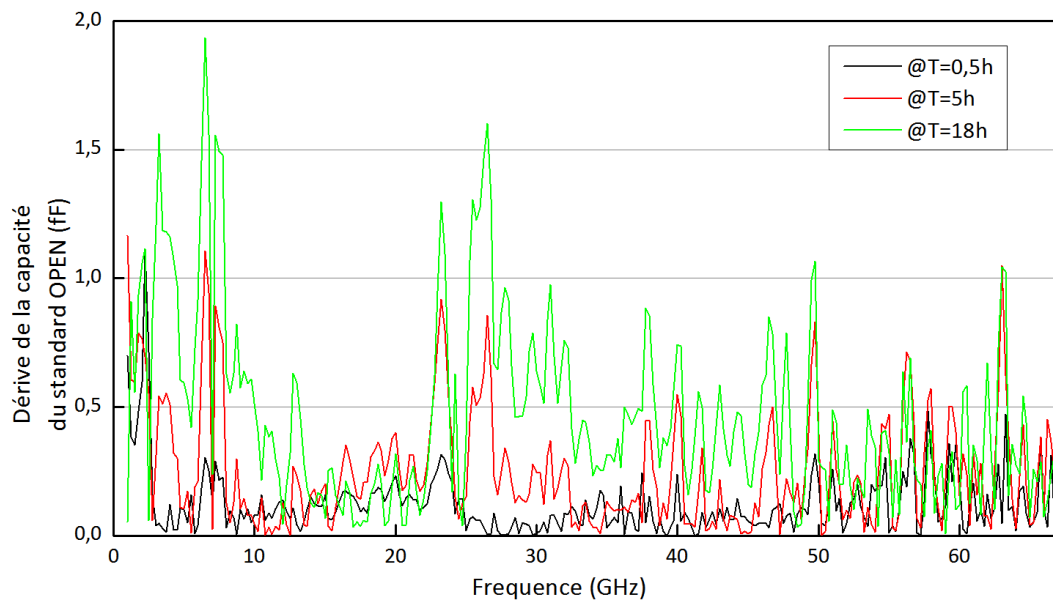


Figure 23: Dérive de la capacité extraite en fonction de la fréquence, chaque couleur représente un intervalle de temps différent

Nous pouvons remarquer différentes zones sur ce graphe en fonction de la fréquence. Nous suspectons que les « sauts » dans la dérive soient liés à l'architecture interne du VNA de

Rohde&Schwarz. Si Rohde&Schwarz reste discret sur cette architecture, nous avons appris que les VNA 125GHz d'Anritsu sont composés de deux blocs de caractérisations différents, un pour les fréquences inférieures à 2,5GHz et un pour les fréquences supérieures. Les fréquences les plus basses de chaque bande semblent plus sensibles à la dérive en phase que les fréquences les plus hautes. Passer d'une bande de fréquence à une autre entraîne un bond dans la dérive de la capacité extraite (ici visible notamment à 24GHz). Nous pouvons donc supposer que les bandes de fréquences de ce VNA sont au nombre de trois, une en dessous de 2GHz, une entre 2GHz et 24GHz et une dernière au-dessus de 24GHz.

### 2.c) Résultats de la station de mesure 110GHz

La section suivante présente les résultats obtenus avec le PNA (0.1GHz à 110GHz). Jusqu'à 67GHz, le PNA génère le signal de test. Dans la gamme de fréquence entre 67GHz et 110GHz, les têtes millimétriques prennent le relais. Les options du VNA sont réglées comme précédemment : IF = 50Hz, pas de moyennage, puissance d'entrée de -15dBm sur chaque ports. Le calibrage en puissance n'est pas disponible sur ce banc de test, nous avons donc utilisé une rampe en puissance de 0.15dBm/GHz jusqu'à 67GHz pour compenser les pertes. Dans la bande de fréquence entre 67GHz et 110GHz, la puissance doit être réglée manuellement, elle est constante durant la mesure. Avec cette configuration, nous avons observé un écart maximal de 0,4% sur l'ensemble de la bande de fréquence par rapport à la valeur théorique ( $|\Gamma| = 1$ ) à  $t=0s$ .

La Figure 24 présente la dérive de l'instrument de mesure pour quatre points de fréquence. (1GHz, 40GHz, 64GHz et 110GHz).

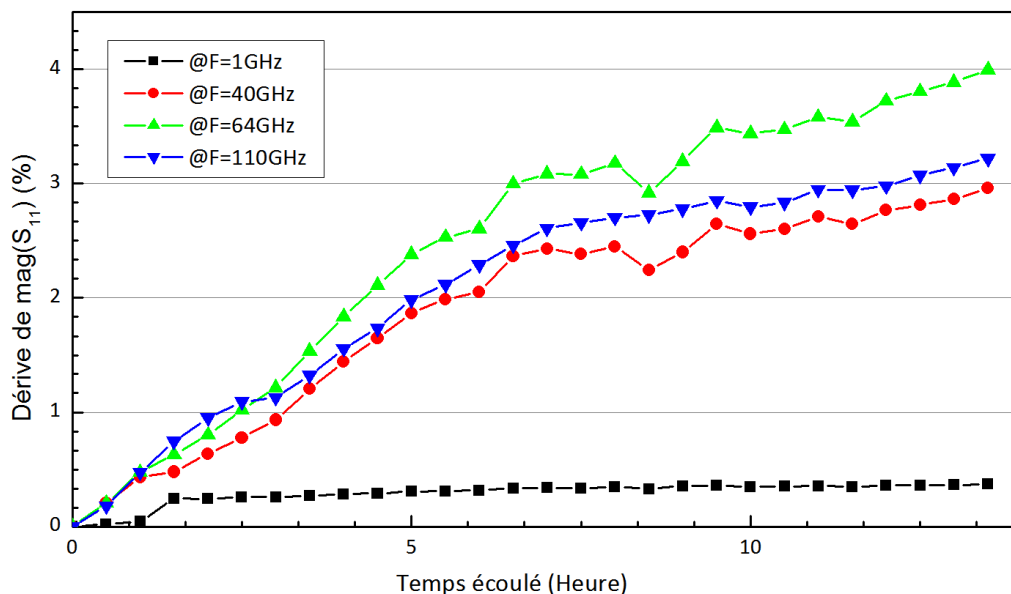


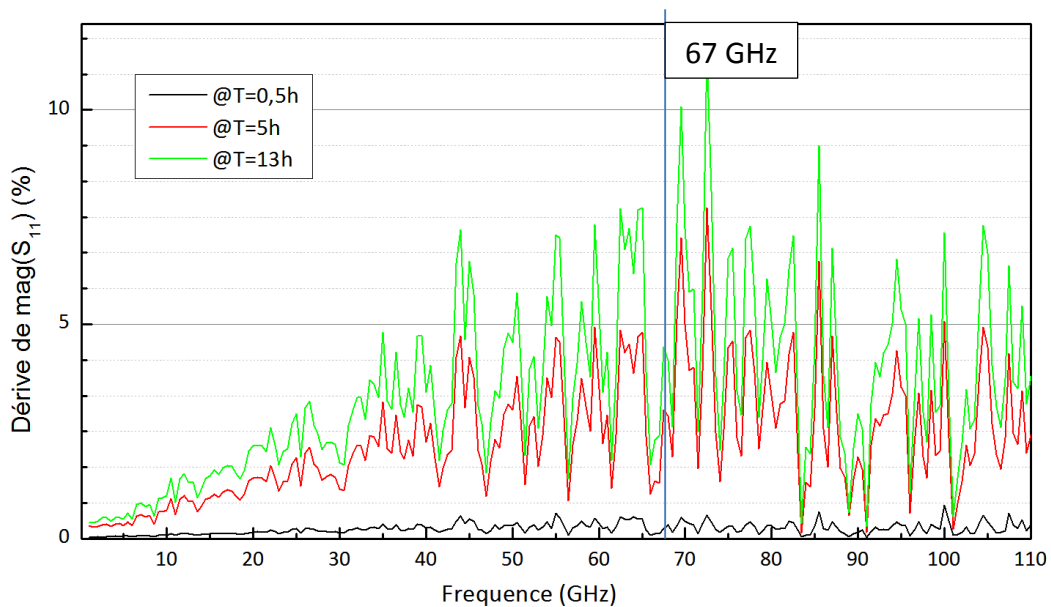
Figure 24: Dérive du coefficient de réflexion du port 1 de l'instrument en fonction du temps pour différentes fréquences

Comme attendu, la dérive est plus importante pour des fréquences élevées (au moins jusqu'à 67GHz). La dérive est plus faible pour le point à 110GHz que le point à 64GHz. Nous

expliquons cela par le fait que la puissance d'entrée à 110GHz était plus forte qu'à 64GHz ; de même pour le SNR. La mesure était donc moins sensible aux phénomènes de dérive. Comme expliqué dans le paragraphe 1.a) « Influence de la puissance d'entrée à IF et moyenne fixées », la puissance n'est pas régulée dans les têtes millimétriques. Elle est réglée grâce à un atténuateur manuel afin d'avoir une courbe de puissance sans discontinuité en fonction de la fréquence. Cette puissance augmente donc avec la fréquence à cause du comportement fréquentiel de l'atténuateur.

Si une erreur inférieure à 1% est demandée (soit une dérive de 0.01), toutes les mesures doivent être faites en moins de 2 heures. En d'autres termes, pour des mesures d'une très bonne précision, un calibrage doit être refait toutes les deux heures.

La Figure 25 présente la dérive du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence après trois intervalles de temps différents.

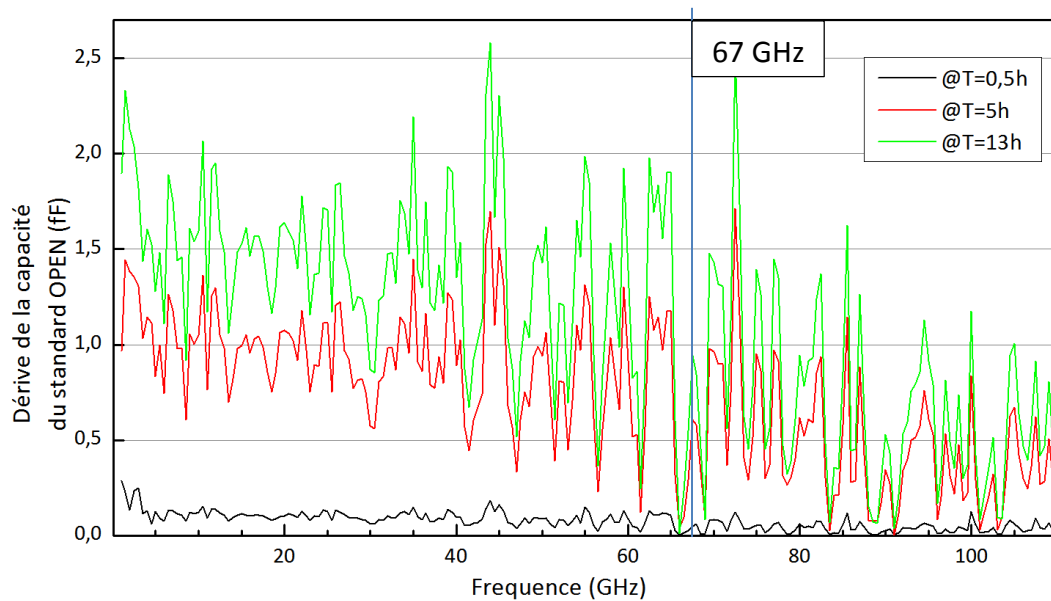


**Figure 25: Dérive du coefficient de réflexion du port 1 de l'instrument en fonction de la fréquence pour différents intervalles de temps**

La dérive augmente régulièrement avec la fréquence jusqu'à 67GHz. Elle augmente avec le temps de mesure (pente plus importante). Dans la bande de fréquence où les têtes millimétriques sont utilisées, la dérive augmente avec le temps, mais ne semble pas corrélée à la fréquence.

La Figure 26 montre la dérive de la capacité extraite du standard OPEN par rapport à la valeur initiale (extraite de la mesure à  $t=0s$ ) pour différents intervalles de temps de mesure.





**Figure 26: Dérive de la capacité extraite en fonction de la fréquence, chaque couleur représente un intervalle de temps différent**

Nous pouvons remarquer que la dérive de la mesure pour un intervalle de temps donné est constante en fonction de la fréquence jusqu'à 67GHz. La dérive augmente avec l'augmentation du temps écoulé depuis le calibrage. A cause de la puissance d'entrée plus élevée au-dessus de 67GHz, la dérive est moins prononcée dans cette gamme de fréquence.

#### 2.d) Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie, l'influence de la dérive de deux bancs de mesure incluant deux analyseurs de réseaux différents. Nous avons vérifié la précision et la dérive du calibrage en mesurant régulièrement un standard OPEN. Nous avons remarqué que pour une puissance d'entrée donnée, la dérive est plus importante à haute fréquence. Nous recommandons donc de faire un calibrage en puissance, ou du moins d'introduire une rampe de puissance avec la fréquence. Si des mesures très précises sont nécessaires, un recalibrage toutes les deux heures semble nécessaire.

La dérive temporelle du banc de mesure à 67GHz est plus importante et croît plus rapidement. Elle se stabilise vers 6% de dérive. Sur le banc 110GHz, dans la bande sans les têtes millimétriques, la dérive est plus lente et plus constante. La puissance n'est pas contrôlée dans la bande 67GHz-110GHz, la dérive est plus faible car la puissance est plus forte.

### E. Conclusion du chapitre

Deux des trois bancs de mesure de paramètres S hautes fréquences du laboratoire ont été étudiés et optimisés pour la mesure des caractéristiques des transistors. La méthodologie de mesure a été validée. Malgré les informations données par les constructeurs, le comportement des instruments de mesure n'est pas linéaire. Il est donc nécessaire de réaliser le calibrage du banc à la même puissance que celle utilisée pour la mesure. La réduction de la

bande de fréquence du filtre intermédiaire permet d'augmenter la précision de la mesure au détriment du temps de mesure. Comme préconisé par les constructeurs, ceci est plus efficace que d'utiliser un moyennage même pour des puissances d'entrée faibles. Malgré l'utilisation d'une salle climatisée et d'instruments de mesure « chauds », les bancs de mesure dérivent avec le temps. Le banc à 110GHz semble être plus stable dans le temps que le banc 67GHz. Le banc 67GHz est pourtant plus récent. La plus faible stabilité du banc 67GHz peut s'expliquer par une connectique moins performante (problème de contact dû aux variations de température, câbles plus contraints et moins soutenus que sur l'autre banc). Un calibrage reste valide à plus ou moins 2% pendant deux heures dans cette salle pour les deux bancs.



## CHAPITRE III. METHODE DE CALIBRAGE

---

### A. Introduction sur les méthodes de calibrage

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié et optimisé les réglages des instruments (VNA) afin d'augmenter la précision des mesures de paramètres S. Pour l'instant, les mesures du VNA reflètent le comportement de l'ensemble du banc de mesure. Ceci inclut les câbles, les têtes millimétriques, les pointes de mesures. La caractérisation et la modélisation de composants nécessite de connaître les paramètres du composant (DUT) seul. Il faut donc caractériser le comportement des éléments de connectique entre le VNA et le DUT sur la galette de silicium (*wafer*). Cette étape est appelée calibrage du banc de mesure. Nous allons, dans un premier temps, faire l'état de l'art des méthodes de calibrage afin de choisir judicieusement la méthode la plus adaptée à des mesures dans les gammes EHF et terahertz. Ensuite, après avoir relevé plusieurs défauts dans la méthode choisie (à savoir la méthode Thru-Reflect-Line : TRL), des solutions seront proposées concernant la modification des calculs des coefficients d'erreur et également en modifiant la géométrie des standards utilisés durant le calibrage afin d'en améliorer la précision.

### B. État de l'art des méthodes de calibrage

A cause de la constante montée en fréquence des composants et des systèmes électroniques, les méthodes de calibrage développées dans les années 1980 (Engen et Hoer 1979), (Davidson, Strid, et Jones 1989) au moment de l'introduction des systèmes de mesure sous pointes ont été constamment améliorées. De nombreuses méthodes de calibrage existent actuellement. Les deux principales sont la SOLT, développée par les constructeurs de VNA, et la TRL, proposée dans les travaux d'Engen et Hoer (Engen et Hoer 1979). D'autres méthodes, souvent dérivées des précédentes, seront décrites dans la suite de ce chapitre. Nous expliquerons d'abord les standards nécessaires à la mise en œuvre de chaque calibrage et les hypothèses sur ceux-ci. Ensuite, nous montrerons le modèle d'erreurs associé et ses propriétés. Ceci nous permettra de choisir la solution la plus adaptée au développement de méthode de calibrage sur puce.

#### 1. Calibrage Short Open Load Through (SOLT)

Le calibrage SOLT est très répandu. L'ensemble des standards ont le même écart entre les pointes, ce qui permet l'utilisation de banc de mesure semi-automatique. L'environnement de mesure reste donc identique durant la phase de calibrage.

##### 1.a) Standards et hypothèses pour la SOLT

Ce calibrage nécessite quatre standards :

- Le standard OPEN. C'est un circuit ouvert.

- Le standard SHORT. C'est un court-circuit entre les pointes de signal et de masse de chaque port. Il n'y a pas de court-circuit entre le port 1 et le port 2.
- Le standard LOAD. C'est une résistance de  $50\Omega$  placée entre le signal et la masse de chaque port. Dans le cas de pointe GSG, deux résistances de  $100\Omega$  en parallèles sont utilisées afin d'assurer une bonne symétrie de la structure globale.
- Le standard THRU (ou THROUGH). C'est une ligne de transmission entre le port 1 et le port 2. La longueur de la ligne est choisie pour que l'écart entre les pointes du port 1 et les pointes du port 2 ne soit pas modifié.

Un exemple de kit de calibrage sur alumine de Cascade Microtech est présenté sur la Figure 27.

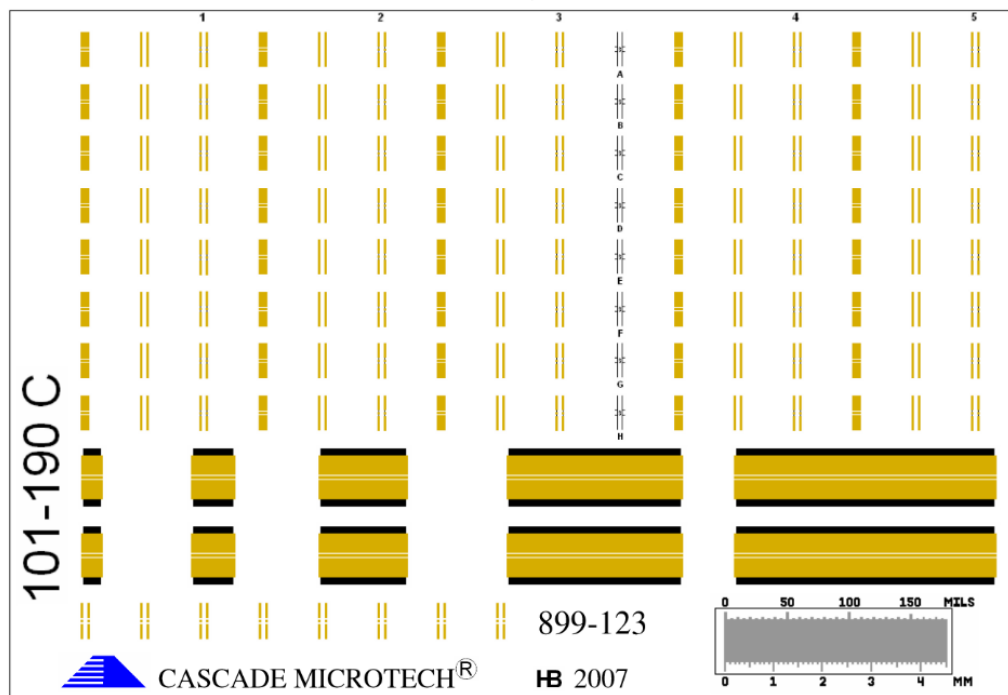


Figure 27 : Kit de calibrage 101-190 C de Cascade Microtech

Ce kit de calibrage permet de réaliser différentes méthodes de calibrage. Il est composé d'un substrat d'alumine sur lequel un dépôt épais d'or (une dizaine de micron) a été réalisé pour former les motifs des standards. Une couche d'accroche en titane est généralement déposée avant le dépôt d'or afin d'augmenter la durée de vie du kit. Chaque standard est reproduit plusieurs fois sur le substrat car la mesure d'un standard marque celui-ci. Les propriétés physiques de ce dernier peuvent donc rapidement être altérées.

La Figure 28 présente une vue agrandie des quatre standards utilisés lors du calibrage SOLT.



Figure 28 : Vue rapprochée des standards utilisés lors du calibrage SOLT

Nous pouvons remarquer que la largeur de tous les standards est la même. Ceci permet que l'environnement reste identique durant toute la phase de calibrage.

Le calcul des coefficients d'erreur se fait de manière analytique. C'est-à-dire qu'il existe des équations permettant de calculer les coefficients du modèle d'erreur en fonction des mesures des standards et des valeurs théoriques de ces standards. Les hypothèses nécessaires à la résolution des équations sont :

- la connaissance de la réponse fréquentielle (en amplitude et en phase) de chaque standard réfléchissant (OPEN, SHORT et LOAD)
- La LOAD est supposée idéale pour le calcul de l'isolation (optionnel, voir Chapitre III.C.3 : « Correction de l'erreur d'isolation du VNA »)
- Le THROUGH est caractérisée avec sa vitesse de propagation et sa longueur électrique, la ligne de transmission est supposée adaptée.

#### 1.b) Modèle d'erreur de la SOLT

Le modèle d'erreur de la SOLT contient 12 termes. Les chemins RF « direct » et « indirect » ne sont pas identiques. C'est-à-dire que le modèle est différent suivant que la puissance est émise depuis le port 1 ou le port 2 du VNA. Comme expliqué dans le Chapitre II.B « Principe de mesures d'un VNA », ceci permet de corriger les asymétries de l'instrument de mesure, par exemple, le comportement du commutateur interne. Le modèle est proche des erreurs physiques de l'instrument de mesure. Dit autrement, il est facile d'associer chaque erreur à un paramètre physique d'un composant ou d'un groupe de composants du VNA. La Figure 29 présente le graphe de fluence du modèle d'erreur à 12 termes.

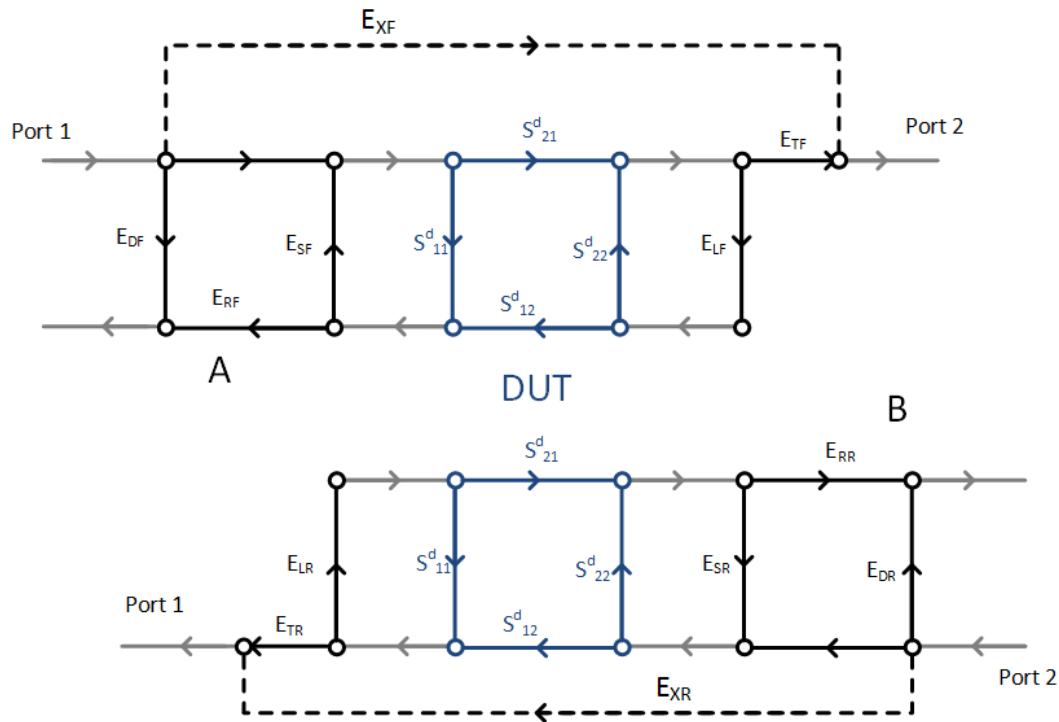


Figure 29 : Graphique de flux de signal du modèle d'erreurs à 12 termes du système à calibrer

Les coefficients en bleu sur la Figure 29 sont les paramètres  $S$  du DUT. La partie supérieure du graphique de flux de signal représente le modèle d'erreur dans le sens « direct » (ou « *forward* » en anglais). La partie inférieure représente le modèle dans le sens « indirect » (ou « *reverse* »). Comme expliqué plus haut, les coefficients d'erreur peuvent être aisément associés aux caractéristiques du VNA (Cascade Microtech, Inc 1999) :

- $E_{DF}$  et  $E_{DR}$  sont respectivement l'erreur de directivité de source dans le sens « direct » et dans le sens « indirect ». Ils représentent la partie de la puissance qui est réémise vers la source RF avant même de sortir du VNA.
- $E_{SF}$  et  $E_{SR}$  représentent l'erreur d'adaptation de la source, c'est-à-dire, la partie du signal qui retourne vers le DUT au lieu de revenir vers le port d'émission.
- $E_{LF}$  et  $E_{LR}$  représentent l'erreur d'adaptation de la charge. Ce terme représente la partie du signal qui est réfléchi sur la charge (du port « non émetteur ») et qui est renvoyée vers le DUT.
- $E_{TF}$  et  $E_{TR}$  représentent les erreurs d'atténuation en transmission, c'est-à-dire, l'atténuation et le déphasage que subit le signal en parcourant l'installation (câbles, connecteurs, pointes de mesures, ...) entre le port 1 et le port 2 en « *forward* » et entre le port 2 et le port 1 en « *reverse* ».
- $E_{RF}$  et  $E_{RR}$  représentent l'erreur d'atténuation en réflexion, c'est-à-dire, l'atténuation et le déphasage que subit le signal en parcourant l'installation (câbles, connecteurs, pointes RF, ...) après un aller-retour entre le port émetteur et le DUT.

- $E_{XF}$  et  $E_{XR}$  représentent l'erreur d'isolation, c'est-à-dire, la partie du signal qui passe directement d'un port à l'autre sans passer par le DUT. Cette erreur est optionnelle car souvent négligeable, d'après les constructeurs (Anritsu 2009).

La démonstration complète et les équations sont disponibles dans la thèse de Bazzi (Bazzi 2011) et de manière plus détaillée dans le livre « Höchstfrequenztechnik » de Gronau (Gronau 2001). La démonstration peut-être sommairement décomposée en deux étapes. Une première étape de calibrage un port (calibrage SOL) permet de déterminer les matrices A et B (c'est-à-dire les coefficients d'erreurs  $E_{DX}$ ,  $E_{SX}$  et  $E_{RX}$ ). Dans une deuxième étape, la ligne est utilisée pour calculer les termes d'erreurs de transmission ( $E_{TR}$  et  $E_{TF}$ ) et de charge ( $E_{LF}$  et  $E_{LR}$ ). Une dernière étape, l'isolation, est optionnelle car elle est considérée négligeable par les constructeurs. Elle permet de prendre en compte les défauts d'isolation ( $E_{XF}$  et  $E_{XR}$ ) du banc. A la fin du calibrage, la demi-capacité sous le plot est incluse dans le modèle d'erreur. C'est pourquoi il faut être vigilant en mesurant la capacité d'un plot de contact après un calibrage SOLT. En effet, la capacité d'un plot après un calibrage SOLT est sous-évaluée de la valeur du standard OPEN par rapport à un calibrage TRL par exemple.

### *1.c) Conclusion sur le calibrage SOLT*

Il est compliqué de réaliser un kit de calibrage personnalisé avec cette méthode car elle nécessite de connaître précisément la valeur des standards. En effet, pour déterminer la valeur des standards, il est possible :

- de réaliser des simulations électromagnétiques (EM). Malgré les améliorations constantes des performances des simulateurs, le comportement simulé n'est jamais parfaitement identique au comportement réel.
- d'utiliser un autre kit de calibrage pour calibrer le banc de test afin de mesurer la valeur des standards du kit de calibrage que l'on souhaite caractériser. Il faut alors avoir une parfaite confiance dans ce kit de calibrage de référence. L'utilisation d'un calibrage TRL (voir paragraphe suivant) permet aussi de connaître les valeurs de ces standards. Il paraît judicieux d'évaluer la validité du calibrage TRL à haute fréquence avant de réaliser un kit de calibrage SOLT personnalisé.

Avec la montée en fréquence, les standards ne peuvent plus être considérés comme des éléments localisés, mais doivent être considérés comme des éléments distribués. La modélisation devient aussi plus complexe. Les solutions proposées à ce jour sont comportementales (voir Chapitre III.B.3 « Calibrage Line Reflect1 Reflect2 Match (LRRM) »).

## **2. Calibrage Through Reflect Line (TRL)**

Introduite par Glenn Engen en 1979 (Engen et Hoer 1979), le principal atout de cette méthode est que le comportement électrique des standards est extrait des mesures brutes de ceux-ci.



### 2.a) Standard et hypothèses pour la TRL

La méthode TRL nécessite 3 standards :

- 2 lignes de longueurs différentes (appelées THROUGH et LINE)
- Un standard très réfléchissant (appelé REFLECT). Il peut être soit un court-circuit (SHORT), soit un circuit ouvert (OPEN).

La méthode TRL est la méthode qui utilise le moins d'hypothèses sur les standards. En effet, la caractéristique de chaque ligne doit être identique, puis la différence de longueur entre les deux lignes  $L$  doit être connue ainsi que la nature du REFLECT (OPEN ou SHORT). L'impédance des lignes et la valeur exacte du REFLECT ne sont pas nécessaires. Il est cependant obligatoire d'utiliser un standard LOAD si l'impédance caractéristique des lignes est différente de l'impédance caractéristique du VNA (voir Chapitre III.C.5 « Correction de l'impédance caractéristique »)

Comme expliqué dans le livre « Höchsthäufigkeitstechnik » de Gronau (Gronau 2001), le calibrage TRL est valide dans une bande de fréquence dépendante de la différence de longueur des deux lignes. En effet, la précision de la mesure devient faible quand la phase de la différence des deux lignes (de longueur  $L = l_{\text{thru}} - l_{\text{line}}$ ) est proche de  $0^\circ$  ou  $180^\circ$ . En prenant une marge de  $18^\circ$  (soit  $\pi/10$  radian), on obtient les formules suivantes :

$$F_{\max} = 9 \frac{c_0}{20 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \quad \text{III-1}$$

$$\text{Et, } F_{\min} = \frac{c_0}{20 \cdot L \cdot \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \quad \text{III-2}$$

Avec,  $c_0$ , la vitesse de la lumière dans le vide et  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  la permittivité relative effective.

### 2.b) Modèle d'erreur de la TRL

Le modèle d'erreur de la TRL contient 8 termes. La principale différence avec le modèle de type SOLT est que le modèle de type TRL est symétrique, c'est-à-dire qu'il suppose une symétrie du système si la puissance est envoyée depuis le port 1 ou depuis le port 2 (sens « direct » ou « indirect »). Ainsi, ce modèle est valide uniquement si le comportement du commutateur interne est symétrique (voir Chapitre II.B « Principe de mesures d'un VNA »). La Figure 30 présente le graphique de flux de signal du modèle d'erreur à 8 termes de la TRL.

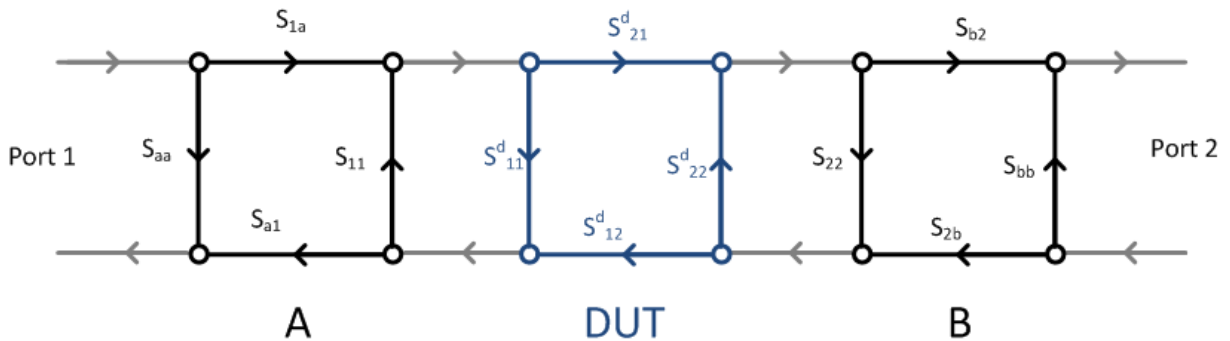


Figure 30 : Graphique de flux de signal du modèle d'erreur à 8 termes du système à calibrer

Les coefficients en bleu représentent les paramètres S du DUT. Les termes en noir sont souvent regroupés en deux matrices représentant la contribution globale des termes d'erreur en entrée (A) et en sortie (B) du système. Les termes d'erreur d'isolation ne sont pas représentés dans le diagramme de flux car ils ne sont pas calculables avec la TRL.

Il est possible d'établir une correspondance partielle entre les termes d'erreur de ce modèle et les termes d'erreur du modèle à 12 termes. Le tableau ci-dessous présente une correspondance entre le modèle à 8 termes et le modèle à 12 termes. Une distinction entre le sens « direct » et le sens « indirect » est faite. La dernière colonne précise le nom du terme d'erreur dans le modèle à 12 termes.

Sens « direct »		Sens « indirect »		Nom du terme d'erreur
$S_{aa}$	$E_{DF}$	$S_{bb}$	$E_{DR}$	Directivité de la source
$S_{11}$	$E_{SF}$	$S_{22}$	$E_{SR}$	Adaptation de source
$S_{1a}S_{a1}$	$E_{RF}$	$S_{2b}S_{b2}$	$E_{RR}$	Atténuation en réflexion
$S_{22}$	$E_{LF}$	$S_{11}$	$E_{LR}$	Adaptation de charge
$S_{1a}S_{b2}$	$E_{TF}$	$S_{2b}S_{a1}$	$E_{TR}$	Atténuation en transmission

Nous pouvons remarquer que deux termes apparaissent plusieurs fois dans le tableau ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) ce qui signifie que les termes correspondant sont supposés identiques ( $E_{SF} = E_{LR}$  et  $E_{SR} = E_{LF}$ ). Ceci est vrai si le comportement du commutateur interne est symétrique ce qui n'est pas le cas en pratique (voir Chapitre II.B « Principe de mesures d'un VNA » et Chapitre III.C.6 « Correction du commutateur interne »).

La démonstration est disponible dans (Bazzi 2011) et (Gronau 2001). Elle repose sur l'utilisation de matrice de transfert (paramètres T ou ABCD). Il est possible de calculer la célérité des lignes de transmission grâce à la mesure brute des standards THROUGH et LINE. Cela passe par la résolution de deux équations polynomiales d'ordre deux. Les racines de ces équations permettent ensuite de déterminer les valeurs des coefficients des matrices A et B (Ferrari, Flechet, et Angenieux 1993). Il est à noter que les paramètres  $S_{1a}$ ,  $S_{a1}$ ,  $S_{b2}$  et  $S_{2b}$  ne sont pas connus individuellement mais au travers de relations couplées. La résolution complète n'est pas nécessaire pour corriger les mesures.

Keysight (Agilent) conseille l'utilisation d'un SHORT pour le calibrage TRL. En effet, le comportement serait meilleur à haute fréquence.

### 2.c) Conclusion sur le calibrage TRL

Le principal avantage de la méthode de calibrage TRL est qu'il n'est pas nécessaire de connaître la réponse fréquentielle des standards pour réaliser le calibrage. Elle est donc particulièrement adaptée pour la création de kit personnalisé. Elle a cependant quelques inconvénients :

- La modification de l'écartement entre les pointes de mesures, obligatoire pour la mesure de la LINE, introduit une erreur résiduelle croissante avec la fréquence (Potereau et al. 2013)
- Le modèle de la TRL est identique dans le sens « direct » et dans le sens « indirect ». Hors, les dissymétries du commutateur interne ne sont plus négligeables aux hautes fréquences. De plus, certains VNA ont deux sources indépendantes, c'est le cas par exemple du ZVA-67 de Rohde&Schwarz. Dans ce cas, le modèle ne peut pas être symétrique car les chemins RF sont différents. (voir Chapitre II.B « Principe de mesures d'un VNA »)
- Pour compenser l'augmentation des pertes dans les lignes de transmission avec l'augmentation de la fréquence, les constructeurs diminuent graduellement la distance entre les pointes de mesures. De ce fait, le couplage entre les pointes augmente et devient de moins en moins négligeable à haute fréquence.

### 3. Calibrage Line Reflect1 Reflect2 Match (LRRM)

Plusieurs versions découlant de la SOLT existent. La méthode LRRM (Line, Reflect, Reflect, Match), développée par WinCal (Hayden 2011), repose sur une résolution numérique de la valeur des standards OPEN, SHORT et MATCH (Purroy et Pradell 2001). Elle rend ainsi le calibrage plus robuste aux variations de l'environnement (erreur de répétabilité de contacts, mauvais placement et alignement des pointes de mesures (Safwat et Hayden 2001)).

#### 3.a) Standards et hypothèses de la LRRM

Les standards sont les mêmes que pour la SOLT, à savoir :

- un standard LINE (ou THROUGH)
- deux REFLECT de natures différentes (un SHORT et un OPEN)
- un standard MATCH (ou LOAD).

Les hypothèses sont :

- la valeur continue (DC) de la résistance du MATCH. Cette valeur peut être mesurée grâce à un ohmmètre.
- le délai et les pertes du standard THROUGH.

Les valeurs des standards Short, Open et Load ne sont pas connues *a priori*. Elles sont calculées grâce à un algorithme qui cherche à réduire l'erreur résiduelle après calibrage. Cet algorithme s'appuie notamment sur des équations redondantes (des équations permettant de calculer le même terme d'erreur mais utilisant des mesures et des standards différents). Il n'y a donc pas de solution analytique.

Les valeurs optimisées des standards ne sont pas nécessairement les mêmes pour chaque port (malgré un dessin identique et des valeurs théoriques identiques). Ceci permet

de corriger certaines erreurs, comme un défaut de position de la pointe de mesures ou une erreur de contact.

### *3.b) Modèle d'erreur de la LRRM*

Le modèle d'erreur est identique au modèle utilisé dans la TRL. Il contient 8 termes et il est identique que la puissance soit émise d'un port ou de l'autre.

### *3.c) Conclusion de la LRRM*

Cette méthode est robuste aux erreurs du manipulateur. Cette méthode est brevetée par WinCal (Safwat et Hayden 2001). Ce logiciel n'est pas disponible au laboratoire.

## 4. Calibrage Short Short1 Short2 Through (SSST)

Anritsu conseille d'éviter l'utilisation d'OPEN car ils sont difficiles à synthétiser à haute fréquence (Anritsu 2009). En effet, le dessin de celui-ci est imposé par le dessin de la LINE. Anritsu a donc développé une méthode inspirée de la méthode SOLT où le standard OPEN est remplacé par un standard SHORT1 ; on parle de méthode SSMT (Short, Short1, Match et Through). Le comportement de la LOAD est difficile à modéliser à haute fréquence, c'est pourquoi Anritsu a aussi remplacé la LOAD par un standard SHORT ; on parle alors de calibrage SSST (Short1, Short2, Short3 et Through).

### *4.a) Standard et hypothèses de la SSST*

Les standards sont les suivants :

- Un standard SHORT. Ce standard est identique au calibrage SOLT
- Un standard SHORT1. Ce standard est composé d'une courte ligne de transmission terminée par un court-circuit. Il remplace l'OPEN du calibrage SOLT.
- Un standard SHORT2. Il est composé d'une ligne de transmission de longueur différente du SHORT1 terminée par un court-circuit.
- Un standard THROUGH. C'est une ligne de transmission reliant le port 1 au port 2 identique au standard THROUGH de la SOLT.

Afin de réaliser le calibrage, il est nécessaire de connaître avec précision le comportement fréquentiel de tous les standards.

### *4.b) Modèle d'erreur de la SSST*

Le modèle d'erreur est en tout point identique au modèle utilisé dans la TRL. Il contient 8 termes et il est identique que la puissance soit émise d'un port ou de l'autre. La démonstration n'a pas été trouvée dans la littérature.

### *4.c) Conclusion sur le calibrage SSST*

Cette méthode de calibrage est bande étroite. Afin d'étendre la bande de validité, il est possible d'utiliser des standards OPEN et LOAD. Il est ainsi possible d'utiliser un calibrage

SOLT à basse fréquence et un calibrage SSST à plus haute fréquence. Cette solution ne paraît pas utilisable pour des kits personnalisés et sur puce car le nombre de standards nécessaire est élevé et il est nécessaire de connaître leur comportement fréquentiel avec une grande précision.

## 5. Calibrage Through Reflect Match (TRM)

La méthode TRM s'utilise rarement seule, car il est nécessaire de connaître avec précision la valeur du standard MATCH. Elle permet cependant de prendre le relais de la TRL dans les zones où cette dernière n'est pas précise. Le comportement du standard « match » est extrait grâce au calibrage TRL dans sa zone de validité et il est ensuite utilisé dans les zones non-valides de la TRL. (Davidson, Strid, et Jones 1989), (Barr et Pervere 1989) et (Gillon, Tatinian, et Landat 2003).

### 5.a) Standards et hypothèses de la TRM

Les standards utilisés dans ce calibrage sont :

- Un standard THROUGH. C'est une courte ligne de transmission. Ce standard est le même que celui utilisé dans la SOLT et la TRL.
- Un standard REFLECT. Comme dans le calibrage TRL, cela peut être un OPEN ou un SHORT.
- Un standard MATCH. Ce standard est identique au standard LOAD de la SOLT. C'est une résistance  $50\Omega$  connectée entre le signal et la masse.

Les caractéristiques de la ligne (THROUGH) doivent être connues, ainsi que le comportement fréquentiel du MATCH.

### 5.b) Modèle d'erreur de la TRM

Le modèle d'erreur est identique au modèle utilisé dans la TRL.

### 5.c) Conclusion sur le calibrage TRM

La valeur des standards doit être connue à priori, pas de kit personnalisé possible. Ce calibrage est surtout utilisé en complément de la TRL dans les zones d'ombre de celle-ci.

## 6. Calibrage Line-Serie-Shunt (LS1S2)

Cette méthode, assez récente, a été présentée en 2008 dans les travaux de Huang (Huang et Lin 2008). La solution présentée n'est pas analytique. Elle repose sur une résolution numérique utilisant le binôme de Newton-Raphson. C'est-à-dire que les valeurs des standards sont optimisées pour réduire l'erreur résiduelle comme dans la méthode LRRM.

### 6.a) Standards et hypothèses de la LS1S2

Cette méthode nécessite trois standards : Une ligne de transmission (LINE), un court-circuit à la masse placé au milieu d'une courte ligne de transmission (SHUNT) et une capacité entre port 1 et port 2 (SERIE). Leurs valeurs sont optimisées pour réduire l'erreur résiduelle.

### 6.b) Modèle d'erreur de la LS1S2

Le modèle d'erreur est identique au modèle utilisé dans la TRL.

### 6.c) Conclusion sur le calibrage LS1S2

Cette méthode est récente et n'a pas été comparée aux autres méthodes de calibrage dans les hautes fréquences. Elle présente deux inconvénients majeurs :

- Les standards n'ont pas un écart constant.
- Il n'existe pas de méthode analytique de calibrage.

## 7. Conclusion sur les différentes méthodes de calibrage

Les principales caractéristiques des méthodes de calibrage sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Nom	Nombre de Standards	Modèle d'erreur	Résolution Analytique	Hypothèses Electriques	Large bande	Largeur des standards
<b>SOLT</b>	4	12 termes	Oui	6 (amplitude et phase des standards)	Oui	Constant
<b>LRRM</b>	4	8 termes	Non	0	Non	Constant
<b>SSST</b>	4 ou 7	8 termes	Oui	6 (amplitude et phase des standards)	Non	Constant
<b>TRL</b>	3	8 termes	Oui	0 (+2 longueurs)	Non	Non constant
<b>TRM</b>	3	8 termes	Oui	2 (amplitude et phase match)	Non	Constant
<b>LS1S2</b>	3	8 termes	Non	0 (+1 longueur)	Non	Non constant

Les cases colorées en orange représentent les avantages de ces méthodes. Les cases sur fond blanc représentent les points bloquants ou limitants pour une montée en fréquence et pour une implémentation sur puce. Nous avons ensuite procédé par élimination pour choisir la méthode de calibrage la plus adaptée pour un calibrage sur puce et dans les gammes EHF et terahertz.

Pour réaliser des kits de calibrage personnalisés sur puce, il est nécessaire d'utiliser une méthode qui ne nécessite pas d'hypothèse sur le comportement électrique des standards (ou un minimum), ceci élimine l'utilisation de la SOLT, de la TRM et de la SSST. Une résolution

analytique est directement utilisable dans notre logiciel de travail IC-CAP, les méthodes de calibrage LRRM et LS1S2 sont donc écartées. Pour une utilisation large bande, la méthode SSST nécessite 7 standards différents. Ceci représente une surface de silicium très importante. La méthode de calibrage TRL est donc préférée aux autres méthodes. Cette méthode a cependant trois inconvénients :

- Un modèle d’erreur à 8 termes trop simple pour une utilisation EHF et terahertz
- Des standards de largeurs différentes, ce qui nécessitent une manipulation des pointes et une modification de la distance entre les pointes de mesures
- Une bande passante limitée

Les prochains paragraphes apporteront des propositions pour compenser ces inconvénients.

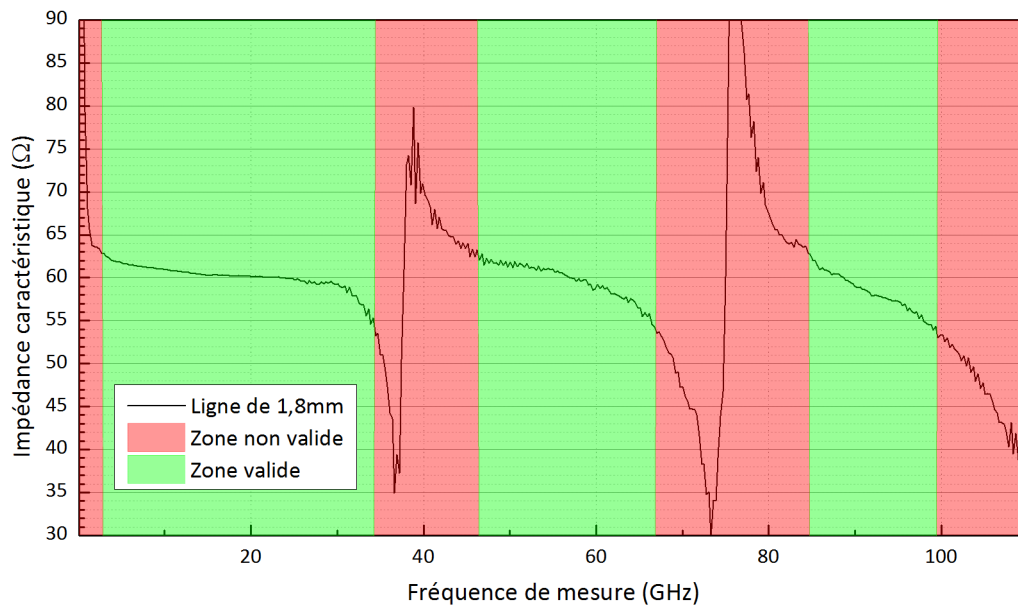
## **C. Amélioration des méthodes de calculs et du modèle de la TRL**

### **1. Introduction à l’amélioration des méthodes de calcul de la TRL**

Nous allons maintenant exposer les améliorations qu’il est possible d’apporter à la TRL sans augmenter le nombre d’hypothèses utilisées. Tout d’abord, nous allons voir comment augmenter la bande de validité de la TRL, puis, comment modifier le plan de référence. Dans un troisième paragraphe, nous allons montrer que la correction de l’impédance caractéristique des lignes de transmission augmente grandement la précision du calibrage et la gamme de validité de celui-ci. Enfin, nous allons proposer une solution pour compenser l’erreur d’isolation du VNA et les asymétries introduites par le commutateur interne.

### **2. TRL à lignes multiples**

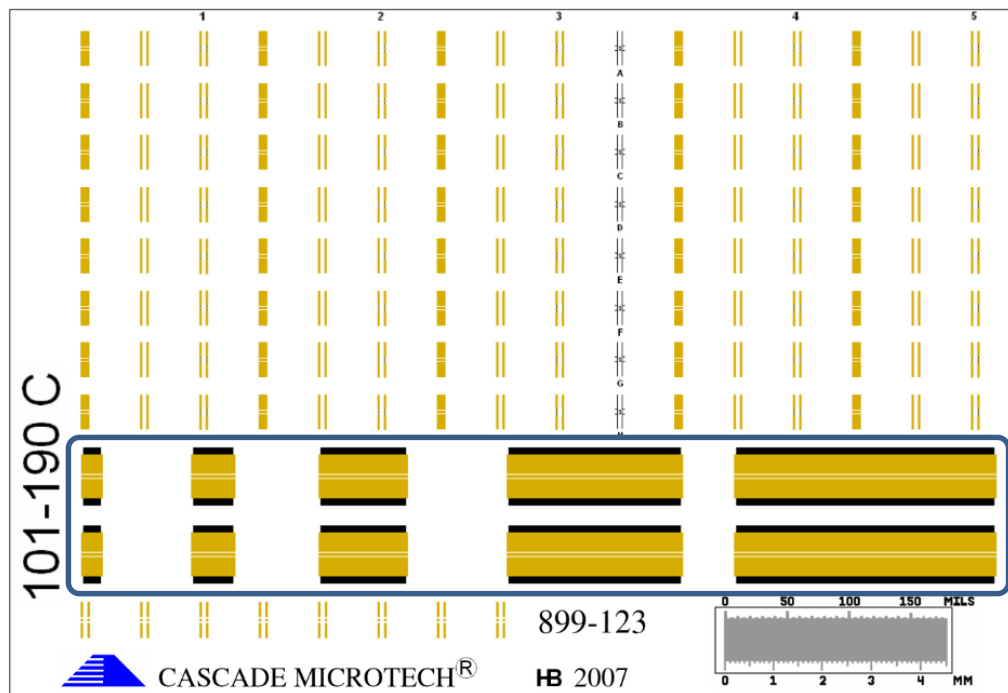
D’après le Chapitre III.B.2 « Calibrage Through Reflect Line (TRL) », la TRL a une bande de validité en fréquence limitée dépendante de la différence de longueur entre la LINE et la THROUGH. En effet, quand la longueur de la LINE est proche d’un multiple de la longueur d’onde, la LINE résonne et l’impédance de la ligne varie fortement (voir Figure 31).



**Figure 31 : Impédance d'une ligne de transmission de 1,8mm réalisée au laboratoire en fonction de la fréquence**

Dans les zones rouges sur le graphique, la précision du calibrage diminue fortement. En utilisant différentes longueurs de ligne pour le standard LINE, il est possible d'augmenter cette bande de validité. Ceci augmente la surface de silicium ou d'alumine, en particulier pour les fréquences les plus basses.

La Figure 32 présente de nouveau le kit de calibrage (*calkit*) de Cascade avec une mise en évidence des lignes de différentes longueurs utilisées pour la TRL.



**Figure 32 : Kit de calibrage 101-190 C de Cascade Microtech**



Nous pouvons voir sur le kit de calibrage (rectangle bleu sur la Figure 32) que les lignes de transmission, sur les deux dernières lignes complètes, occupent une part importante de la surface du kit de calibrage. Elles ne sont présentes qu'en double alors que les autres structures de tests sont répétées au moins 5 fois.

### 3. Correction de l'erreur d'isolation du VNA

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le modèle d'erreur du calibrage TRL ne contient que 8 termes d'erreur (présenté sur la Figure 33) contre 12 termes d'erreur pour le calibrage SOLT.

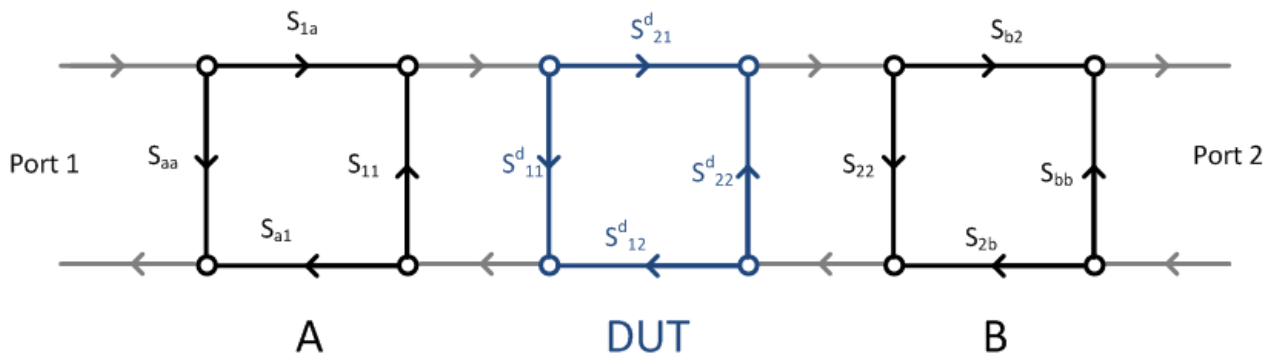


Figure 33 : Diagramme de flux du modèle d'erreur à 8 termes utilisé dans la TRL

Les termes d'erreur sont regroupés dans deux quadripôles A et B en noir sur le diagramme ci-dessus. La mesure du VNA est effectuée entre le port 1 et le port 2 du schéma. Nous voulons connaître le comportement du DUT uniquement, en bleu sur le schéma. La méthode de calibrage TRL permet d'évaluer la valeur des coefficients des quadripôles A et B et de calculer les coefficients du DUT. Ce modèle ne prend pas en compte le couplage entre les ports du VNA. C'est à dire la part du signal émis par le port 1 et reçu par le port 2 sans passer par le DUT. L'isolation est la résultante des défauts d'isolation de l'ensemble de la chaîne de mesure interne du VNA et des défauts d'isolation des pointes.

Ce défaut d'isolation peut être pris en compte dans l'erreur d'isolation  $E_{xf}$  ou  $E_{xr}$  comme le montre la Figure 34.

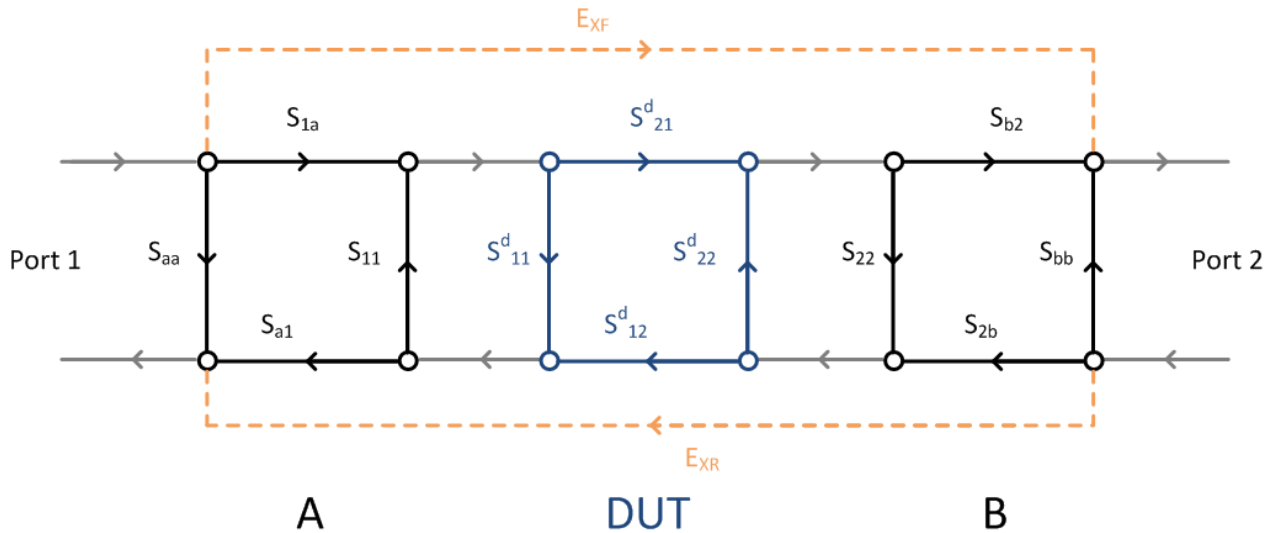


Figure 34 : Diagramme de flux du modèle d'erreur à 10 termes

Cette option est facultative dans la plupart des VNA car l'erreur d'isolation est très faible sur les VNA modernes (Anritsu 2009). Néanmoins, l'utilisation de pointes de mesures de plus en plus proches augmente l'erreur d'isolation. En effet, une partie du signal est rayonnée par la pointe d'un port et transmise à la pointe de l'autre port sans passer par le DUT.

L'erreur d'isolation ne modifie que les paramètres de transmission du DUT ( $S_{12}$  et  $S_{21}$ ). En mesurant les coefficients de transmission d'une charge adaptée (standard MATCH ou LOAD)  $S_{12}^M$  et  $S_{21}^M$ , il est possible d'estimer la valeur de l'erreur d'isolation. En effet, si la charge est parfaitement adaptée, l'ensemble du signal émis par les sources RF est absorbé par la charge, ce qui signifie que  $S_{21}^d$  et  $S_{12}^d$  sont nuls. D'après le diagramme de flux Figure 34, nous pouvons écrire les équations suivantes :

$$E_{xf} = S_{21}^M \quad \text{III-3}$$

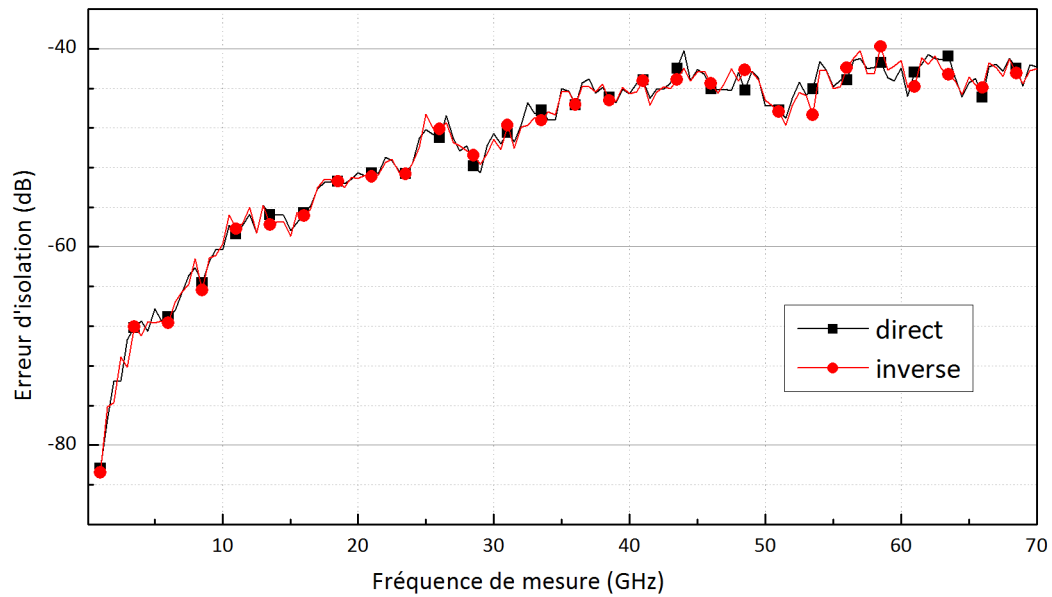
$$E_{xr} = S_{12}^M \quad \text{III-4}$$

La correction est effectuée avant toutes autres corrections, en appliquant l'équation suivante (Marks 1997) :

$$S^c = S^{dut} - \begin{pmatrix} 0 & E_{xr} \\ E_{xf} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{III-5}$$

Avec  $S^{dut}$ , les paramètres  $S$  mesurés en présence du couplage et  $S^c$ , les paramètres  $S$  sans couplage utilisés dans le reste de ce chapitre. Cette méthode peut être utilisée pour tous les types de calibrage.

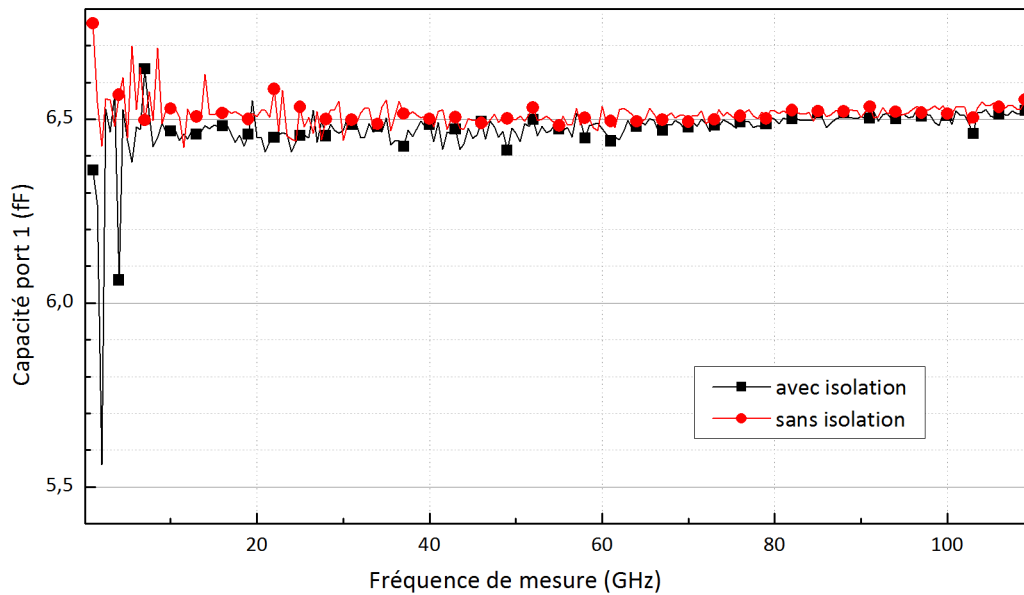
Nous avons mesuré un standard OPEN du kit de calibrage ISS CSR-8 après un calibrage SOLT avec et sans correction de l'erreur d'isolation. Les erreurs d'isolation dans le sens direct et dans le sens inverse sont présentées sur la Figure 35.



**Figure 35 : Erreur d'isolation calculée à partir des équations III-3 et III-4 dans le sens direct et dans le sens inverse**

Comme on peut l'observer sur la figure 33, l'erreur d'isolation est réciproque. Cette erreur augmente beaucoup avec la fréquence. Elle reste faible dans la gamme de fréquence mesurée (-40dB maximum). Elle sera sûrement beaucoup plus importante sur le banc de mesure à 500GHz. Il sera donc nécessaire de corriger le défaut d'isolation.

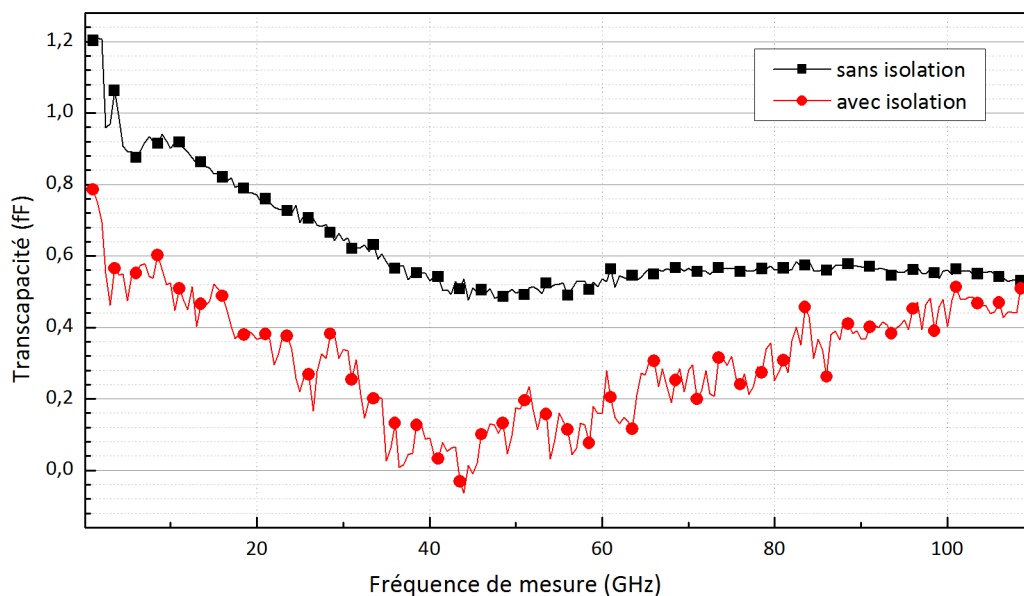
La capacité du port 1, calculée à partir des paramètres S avec et sans la correction de l'erreur d'isolation, est présentée sur la Figure 36.



**Figure 36 : Capacité du port 1 du standard OPEN du kit de calibrage ISS avec et sans la correction du défaut d'isolation**

Comme le prévoit l'équation III-5, l'isolation n'a pas d'influence sur la mesure du paramètre  $S_{11}$  (voir Figure 36). Les légères différences peuvent être causées par un contact différent.

La capacité entre le port 1 et le port 2, calculée de la même manière que pour la Figure 36, est présentée sur la Figure 37.



**Figure 37 : Capacité du port 1 au port 2 du standard OPEN du kit de calibrage ISS avec et sans la correction du défaut d'isolation**

Dans le cas d'étude de la capacité entre le port 1 et le port 2 (voir Figure 37), la différence entre la valeur de la capacité calculée avec le terme d'erreur d'isolation et sans le terme d'erreur est très importante. En dessous de 60GHz notamment, l'écart entre les deux valeurs est supérieur à la valeur avec prise en compte de l'isolation. C'est-à-dire que l'erreur est supérieure à 100% ! Le résultat avec isolation est obtenu en supposant que l'impédance  $50\Omega$  est idéale, une erreur résiduelle peut-être présente. Elle n'est pas mesurable mais la très bonne qualité de la résistance  $50\Omega$  de l'ISS et le faible rayonnement des pointes de mesures assure une erreur résiduelle faible.

En conclusion, la correction du défaut d'isolation est importante pour les mesures d'un port à l'autre (gain et isolation d'un amplificateur par exemple). Le défaut d'isolation augmente avec la fréquence et son influence sera sûrement importante sur les mesures dans la gamme 140GHz-500GHz.

#### 4. Déplacement du plan de référence

Dans les calculs théoriques de la TRL, le standard THROUGH est considéré de longueur nulle. Ce qui signifie que le plan de référence du calibrage TRL est situé au milieu du THROUGH. Dans la majorité des situations, il est préférable d'avoir un plan de référence aux bouts des pointes de mesures. Dans le cas d'un calibrage sur galette, il peut être judicieux de définir le nouveau plan de référence à la fin de la ligne d'accès au composant et non au niveau de pointes de mesures. Cette méthode est utilisée dans le Chapitre III.D.3.c) « Calcul de paramètre d'un transistor bipolaire ».

Ce paragraphe décrit une méthode permettant de déplacer le plan de référence d'une longueur donnée. Le principe de base est de calculer la contribution des segments de ligne de la THROUGH et de les retirer des boîtes d'erreur A et B (définis sur la Figure 33). Le diagramme de flux de la THROUGH est présenté sur la Figure 38.

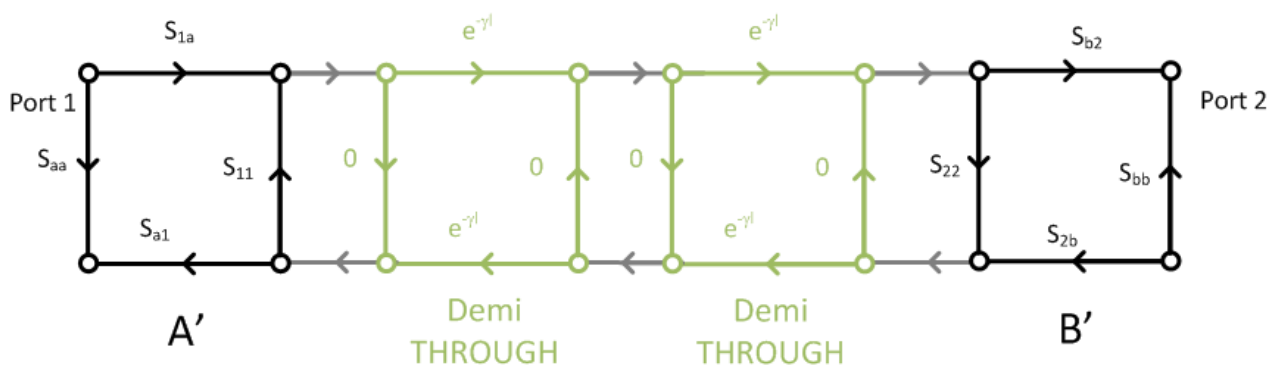
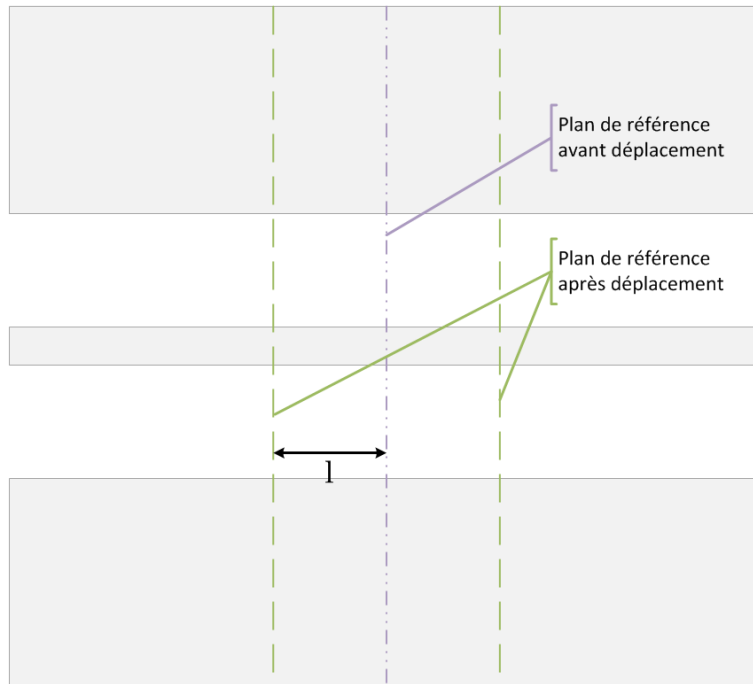


Figure 38 : Diagramme de flux du modèle d'erreur à 8 termes avec modification du plan de référence

Les matrices  $A'$  et  $B'$  sont les nouvelles matrices de paramètres  $S$  des erreurs d'entrée et de sortie du banc de mesure. Elles sont calculées à partir des matrices  $A$  et  $B$  déterminées avec la méthode de calibrage TRL classique.

La longueur  $l$  utilisée dans le bloc « demi THROUGH » correspond à la distance entre le plan de référence avant modification, au milieu de la THROUGH, et après modification comme l'indique la Figure 39.



**Figure 39 : Vue schématique de dessus du standard THROUGH avec les deux plans de référence utilisés**

Le coefficient  $\gamma$  est le coefficient de propagation de la ligne. Il est possible de le déterminer à partir des matrices de transfert  $T$  des standards THROUGH et LINE. Ces matrices sont calculées à partir de la mesure non calibrée de paramètres  $S$ .

#### 4.a) Calcul des paramètres caractéristiques des lignes

En s'aidant de la démonstration en annexe, nous pouvons calculer la vitesse de propagation dans les deux lignes de transmission utilisées dans la TRL (les standards THROUGH et LINE). En effet, soit  $T^m_X$  la matrice  $T$  mesurée par le VNA du standard  $X$  et  $T^t_X$  la matrice  $T$  théorique après calibrage du standard  $X$ . La matrice théorique de paramètres  $T$  de la LINE peut s'écrire ainsi :

$$[T^t_L] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \Delta l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \Delta l} \end{bmatrix} \quad \text{III-6}$$

Avec  $\Delta l$  la différence de longueur entre le THROUGH et la LINE et  $\gamma$  le coefficient de propagation recherché. La valeur de  $\Delta l$  n'est pas nécessairement identique à la longueur du THROUGH.

En posant,

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = T^m_L \cdot T^m_T^{-1} \quad \text{III-7}$$

Il vient,

$$MT_A = T_A T_L^t \quad \text{III-8}$$

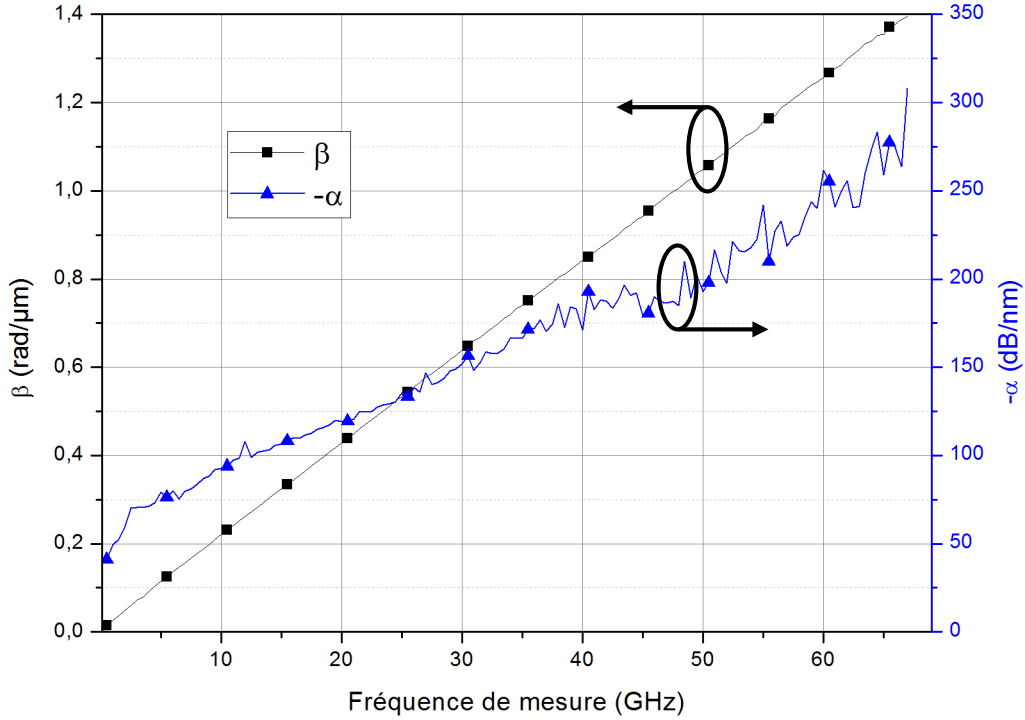
Avec  $T_A$  la matrice de paramètres T de la boîte d'erreur A. Après calculs, nous obtenons le système :

$$\begin{cases} e^{-2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{-\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \\ e^{2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \end{cases} \quad \text{III-9}$$

Ce système d'équation admet deux solutions  $z_1$  et  $z_2$ . Le coefficient de propagation est calculé à partir de l'équation :

$$\gamma = \alpha + j\beta = -\frac{\ln(z)}{\Delta l} \quad \text{III-10}$$

Avec  $z$  une des solutions du système III-9. Le coefficient  $\alpha$  représente l'atténuation de la ligne, celui-ci doit être négatif pour des raisons physiques, ceci permet de choisir la bonne racine du système III-9. La Figure 40 présente les valeurs de  $-\alpha$  et  $\beta$  obtenues avec un kit de calibrage conçu sur silicium en technologie B11HFC (Infineon) calculées avec l'équation III-10. Il est à noter que le coefficient  $\alpha$  est converti de népers par mètre en décibels par nanomètre.



**Figure 40 :  $-\alpha$  (en dB/nm) et  $\beta$  (en rad/ $\mu\text{m}$ ) en fonction de la fréquence de mesure d'un kit de calibrage sur silicium**

Nous pouvons remarquer que le paramètre  $-\alpha$  (ou constante d'atténuation) augmente avec la fréquence. Ceci est un fait bien connu. Il est dû à la diminution de la conductivité des métaux avec la fréquence causé entre autre par l'effet de peau et à l'augmentation des pertes par rayonnement. Le paramètre  $\beta$  (ou constante de phase) croît linéairement avec la fréquence, en accord avec l'équation le décrivant (Janezic 1999) :

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p} \approx \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \quad \text{III-11}$$

#### 4.b) *Changement du plan de référence*

Il reste à calculer les matrices T des nouvelles boîtes d'erreur A' et B' grâce aux équations :

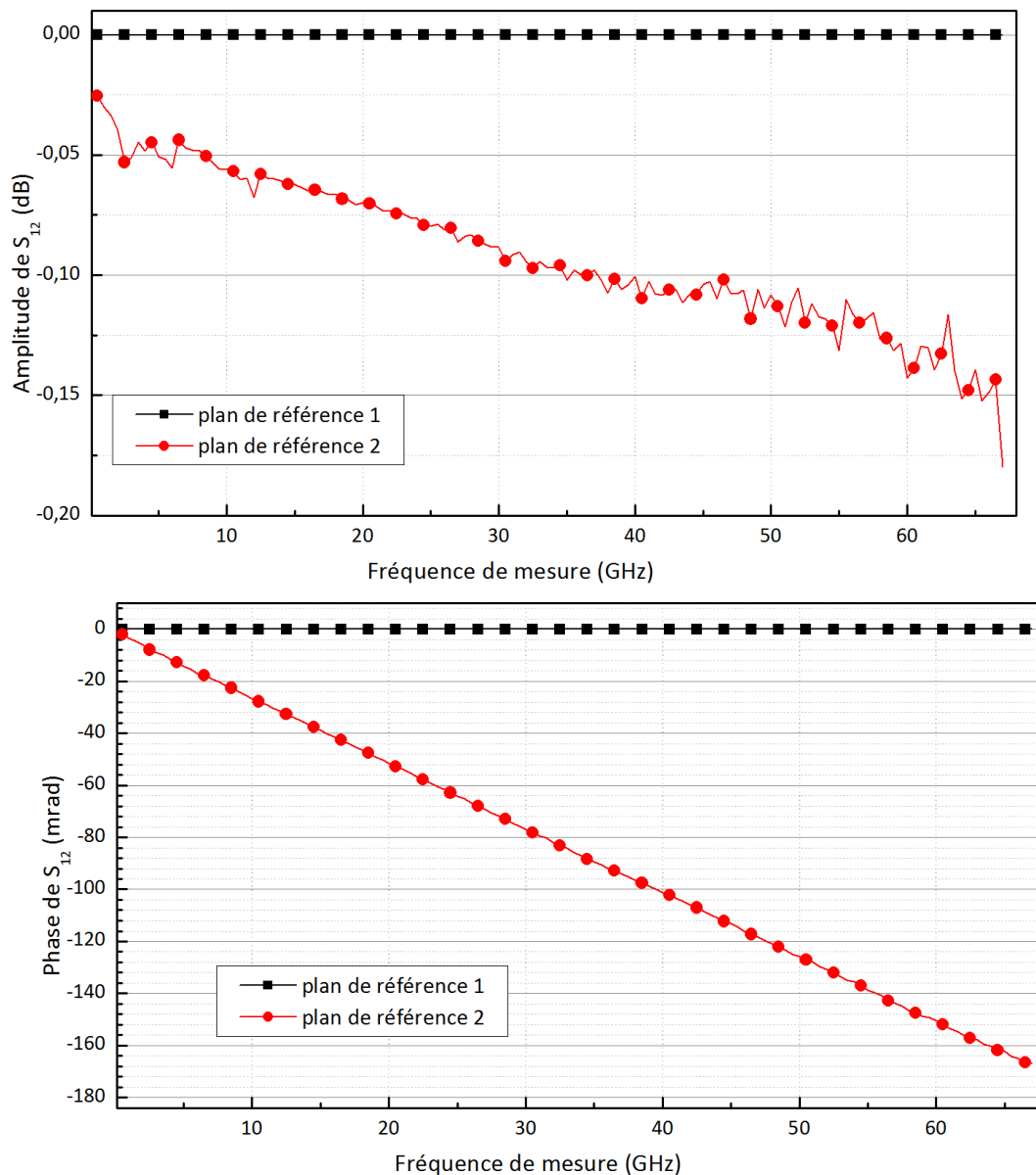
$$T_{A'} = T_A \cdot T_l^{-1} \quad \text{III-12}$$

$$T_{B'} = T_l^{-1} \cdot T_B \quad \text{III-13}$$

$$\text{Avec, } T_l = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l/2} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l/2} \end{bmatrix} \quad \text{III-14}$$

La Figure 41 présente l'amplitude et la phase du coefficient de transmission du standard THROUGH d'un kit de calibrage on-wafer pour deux plans de références différents. Le plan de référence 1 est situé au milieu de la THROUGH, c'est le plan de référence par défaut. Le plan de référence 2 est situé au début de la ligne de transmission du standard, après un déplacement de 30µm du plan de référence vers les pointes.





**Figure 41 : Amplitude (en haut) et phase (en bas) du paramètre  $S_{12}$  après un calibrage TRL on-wafer pour deux plans de références différents**

La courbe noire représente l'amplitude et la phase du paramètre  $S_{12}$  du standard THROUGH qui a servi au calibrage. Le plan de référence est au milieu de celui-ci. Le résultat est donc parfait, car le standard est solution de l'équation. Le déphasage est nul car la longueur du THROUGH est nulle. En déplaçant le plan de référence à l'extrémité de la ligne d'accès, le déphasage devient non nul. L'amplitude du paramètre  $S_{12}$  diminue car le paramètre  $\alpha$  est négatif et prend en compte les pertes de la ligne.

Le déplacement classique consiste à « ouvrir » le plan de référence et à le ramener au bout des pointes. Ce faisant, le demi-plot sous la pointe est intégré dans le composant d'erreur. Le plan de référence est vertical et au bout de la pointe de mesures (voir Figure 39). Tout ce qui est au-delà de la pointe est donc considéré comme en dehors du calibrage. Ce qui est avant est considéré dans le calibrage. Ceci signifie qu'un épluchage (voir Chapitre IV

« Méthode d'épluchage ») est nécessaire afin de remplacer le demi-plot du kit de calibrage par celui du DUT. Dit autrement, le couplage entre la pointe de mesures et le demi-plot en dessus sera différent si le demi-plot en dessous est modifié. Dans le cas d'un calibrage sur galette, il est plus judicieux de déplacer le plan de référence à la fin de la ligne d'accès au composant si celle-ci est identique à la structure de calibrage. Ainsi, le plan de référence est au plus proche du composant. Ceci permet de diminuer le nombre de structures de deembedding nécessaires (voir Chapitre IV.C « Méthode TRL sur puce et épluchage Complete-Open et Complete-Short »).

## 5. Correction de l'impédance caractéristique

### 5.a) Présentation de la méthode

Cette opération n'est pas nécessaire dans le cadre d'un calibrage avec un kit ISS sur alumine, car la ligne et le substrat sont de bonnes qualités. Pour le calibrage sur wafer, les pertes et les phénomènes dispersifs dans l'oxyde de silicium entraînent une augmentation de l'imprécision. Il faut alors considérer les lignes de transmissions comme non-adaptées. D'après (Reynoso-Hernández et al. 1999), la matrice  $T$  d'une ligne de transmission d'impédance inconnue  $Z_c$  s'exprime ainsi :

$$T = \frac{1}{(1 - \Gamma_T^2)e^{-\gamma l}} \begin{bmatrix} e^{-2\gamma l} - \Gamma_T^2 & \Gamma(1 - e^{-2\gamma l}) \\ -\Gamma_T(1 - e^{-2\gamma l}) & 1 - \Gamma_T^2 e^{-2\gamma l} \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

Avec,  $\Gamma_T = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$  le coefficient de réflexion de la ligne,  $Z_0$  l'impédance de référence du système,  $\gamma$  la constante de propagation et  $l$  la longueur de la ligne. Dans le cas où l'adaptation est parfaite,  $\Gamma$  est nul et l'équation se simplifie et l'on retrouve le résultat de l'équation III-6.

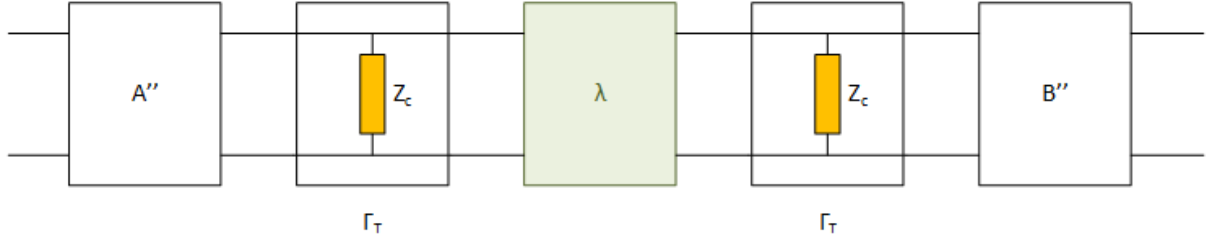
Il est possible de décomposer III-15 en trois matrices (Reynoso-Hernandez et al. 2013) :

$$T = T_\Gamma T_\lambda T_\Gamma^{-1} \quad \text{III-16}$$

$$\text{Avec, } T_\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & \Gamma_T \\ \Gamma_T & 1 \end{bmatrix} \quad \text{III-17}$$

$$\text{Et } T_\lambda = \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & 1/\lambda \end{bmatrix}; \lambda = e^{-\gamma l} \quad \text{III-18}$$

Cette équation peut être interprétée de la manière suivante : la transition entre la pointe de mesures du port 1 et le wafer est considéré comme une impédance en parallèle de valeur  $Z_c$ . De même, la transition entre le port 2 et le *wafer* est considéré comme une impédance en parallèle de valeur  $Z_c$ .



**Figure 42 : Matrice chaîne de la mesure d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$**

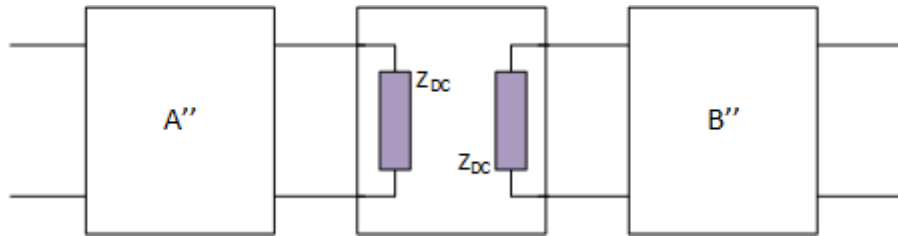
Sur la Figure 42, le bloc vert appelé  $\lambda$  représente une ligne de transmission idéale (c'est-à-dire parfaitement adaptée), les blocs  $\Gamma_T$  représentent la transition entre les pointes et le wafer, et les matrices  $A''$  et  $B''$  sont les matrices d'erreur que nous cherchons à déterminer.

Nous pouvons donc écrire :

$$S_{11}^{mT} = S_{12}^A S_{21}^A \Gamma_T \quad \text{III-19}$$

Avec  $S_{11}^{mT}$  le coefficient de réflexion du standard THROUGH mesuré (c'est-à-dire le coefficient de réflexion fourni par le VNA),  $S_{ij}^A$  les paramètres  $S_{ij}$  du quadripôle d'erreurs  $A$ , et  $\Gamma_T$  le coefficient de réflexion du standard THROUGH théorique (c'est-à-dire, le coefficient de réflexion sans les quadripôles d'erreur).

En utilisant une impédance de référence (standard MATCH) mesurée en DC, il est possible de caractériser le quadripôle et de corriger l'impédance caractéristique. En effet, en supposant que l'impédance de référence est parfaite (c'est-à-dire que son comportement soit purement résistif), le schéma précédant devient :



**Figure 43 : Matrice chaîne de la mesure d'un standard MATCH**

Sur la figure ci-dessus, les blocs  $A''$  et  $B''$  représentent les matrices d'erreurs que nous cherchons à déterminer.  $Z_{DC}$  est l'impédance réelle du standard MATCH mesurée en DC. Afin de mesurer uniquement l'impédance du standard, une mesure de l'impédance DC du standard SHORT est aussi réalisée. L'impédance  $Z_{DC}$  est calculée par la différence de l'impédance DC du MATCH et de l'impédance DC du SHORT.

Il est possible d'écrire :

$$S_{11}^{mM} = S_{12}^A S_{21}^A \Gamma_M \quad \text{III-20}$$

$$\text{Avec, } \Gamma_M = \frac{Z_{DC} - Z_0}{Z_{DC} + Z_0} \quad \text{III-21}$$

Avec  $S_{11}^{mM}$  le coefficient de réflexion du standard MATCH mesuré (c'est-à-dire le coefficient de réflexion fourni par le VNA),  $S_{ij}^A$  les paramètres  $S_{ij}$  du quadripôle d'erreurs  $A$ ,

et  $\Gamma_M$  le coefficient de réflexion du standard MATCH théorique (c'est-à-dire, le coefficient de réflexion sans les quadripôles d'erreur).

Des équations III-19 et III-20, nous pouvons isoler  $\Gamma_T$  :

$$\Gamma_T = \frac{S_{11}^{mT}}{S_{11}^{mM}} \Gamma_M \quad \text{III-22}$$

Il est maintenant possible de calculer les matrices T des boîtes d'erreurs A'' et B'' :

$$T_{A''} = T_A \cdot T_l^{-1} \cdot T_\Gamma^{-1} \quad \text{III-23}$$

$$T_{B''} = T_\Gamma \cdot T_l^{-1} \cdot T_B \quad \text{III-24}$$

$$\text{Avec, } T_l = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l/2} & 0 \\ 0 & e^{\gamma l/2} \end{bmatrix} \quad \text{III-25}$$

Les paramètres T corrigés d'un composant s'expriment ainsi :

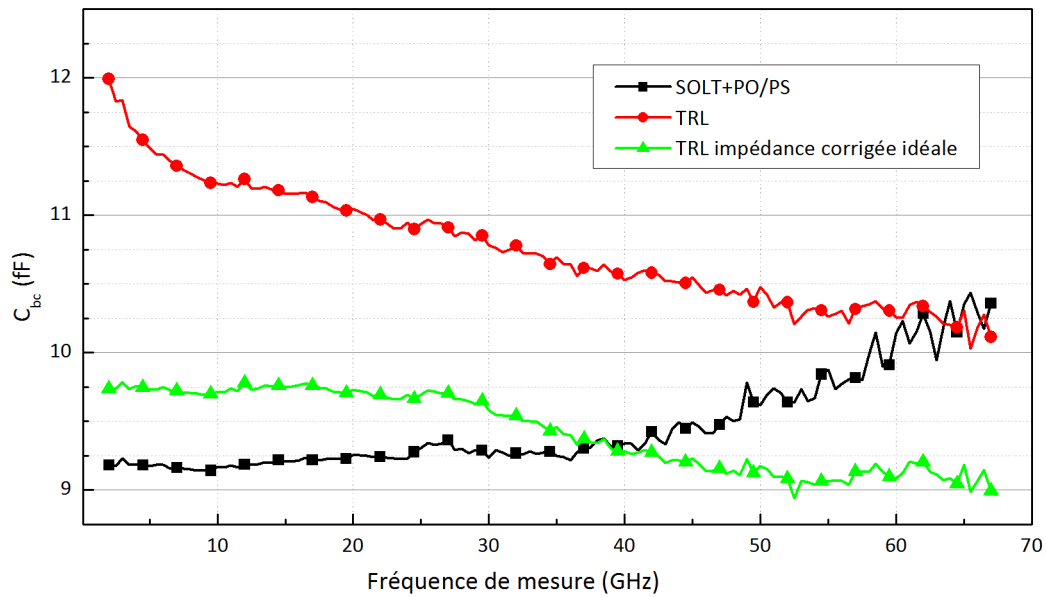
$$T^{tDUT} = T_{A''}^{-1} \cdot T^{mDUT} \cdot T_{B''}^{-1} \quad \text{III-26}$$

Avec  $T^{mDUT}$ , la matrice de paramètres T du DUT fourni par le VNA.

### 5.b) Application à un transistor

Pour illustrer le gain obtenu grâce à la méthode de correction de l'impédance caractéristique, nous avons mesuré un transistor bipolaire NPN à hétérojonction de la technologie B11hfc d'Infineon. Les dimensions de l'émetteur sont 220nm par 5 $\mu$ m. Le transistor est monté en émetteur commun, la tension de polarisation sur la base est de 0,5V. La tension entre la base et le collecteur est de 0V. Les capacités totales base-collecteur et base-émetteur ont été calculées par 3 méthodes différentes. La première méthode est un calibrage SOLT suivi d'un épluchage en 2 étapes Pad-Open et Pad-Short (PO/PS, voir Chapitre IV « Méthode d'épluchage »). C'est la méthode la plus répandue dans l'industrie (Derrier, Rumiantsev, et Celi 2012), elle sert de référence. Après calibrage et épluchage, le plan de référence est placé à la fin du plot RF. Les deux autres méthodes sont composées d'un simple calibrage TRL sur galette. Le plan de référence a été « ouvert » (voir Chapitre III.C.4 « Déplacement du plan de référence ») afin d'être identique au plan de référence de la méthode de référence.

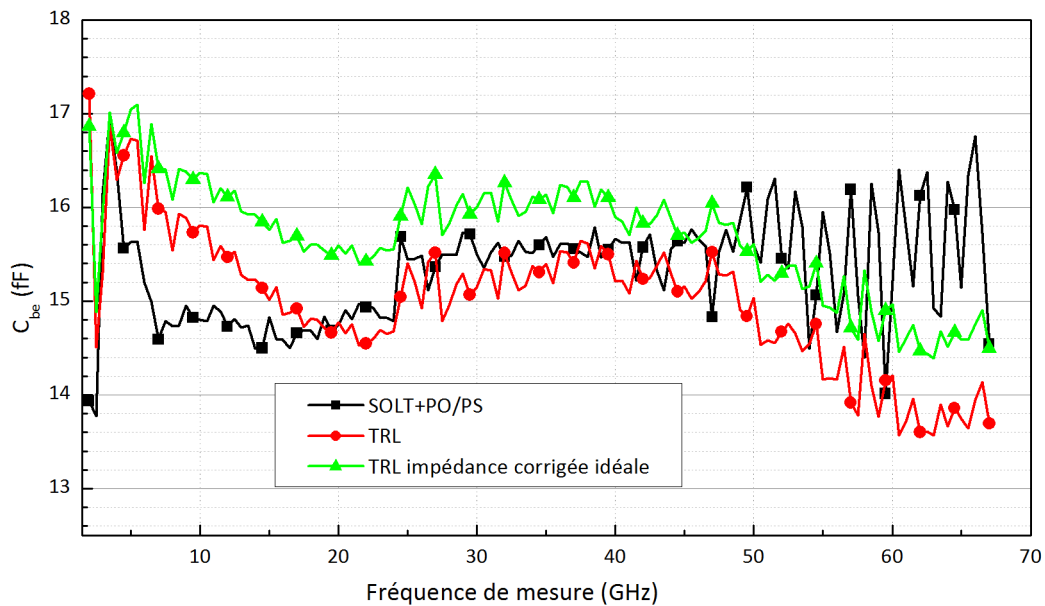
La Figure 44 présente la valeur de la capacité  $C_{BC}$  en fonction de la fréquence de mesure calculée à partir de ces trois méthodes. La courbe noire présente le résultat obtenu avec le calibrage SOLT et l'épluchage PO/PS. La courbe rouge présente le résultat obtenu avec le calibrage TRL sans correction de l'impédance. La courbe verte présente le résultat obtenu avec le calibrage TRL avec correction de l'impédance. La valeur de l'impédance  $Z_{DC}$  est de 52,6 $\Omega$ . Nous n'avons utilisé qu'un seul standard LINE d'une longueur de 320 $\mu$ m.



**Figure 44 : Capacité base-collecteur totale d'un transistor HBT calculée à partir de différentes méthodes**

Nous observons que la capacité base-collecteur calculée à partir de la méthode de référence donne une valeur stable de 9,2fF entre 500MHz et 30GHz. La valeur augmente ensuite graduellement avec la fréquence. Au-dessus de 55GHz, la mesure devient bruitée. Avec la méthode TRL sans correction de l'impédance caractéristique, la valeur calculée au-dessus de 55GHz est proche de la valeur de référence et est moins bruitée. On observe un écart important de 3fF entre les deux valeurs à plus basse fréquence. Cet écart diminue avec l'augmentation de la fréquence. Ce phénomène peut être dû à un oxyde dispersif et avec des pertes importantes. La ligne de transmission ne réagit pas de la même manière en fonction de la fréquence. Ceci est corrigé grâce à l'impédance de référence. Après correction, l'écart entre la capacité de référence et la capacité calculée avec la méthode TRL est beaucoup plus faible (inférieur à 0,5fF). Par contre, la valeur de la capacité diminue régulièrement avec la fréquence à partir de 30GHz, ce comportement est plus proche de celui attendu. En effet, la résistance de base induit un comportement passe-bas de la capacité totale base-collecteur (Ardouin 2001).

La Figure 45 présente la valeur de la capacité  $C_{BE}$  en fonction de la fréquence de mesure calculée à partir de ces trois méthodes. La légende est la même que précédemment.



**Figure 45 : Capacité base-émetteur totale d'un transistor HBT calculée à partir de différentes méthodes**

Nous observons que la capacité base-émetteur, calculée avec la méthode de référence, est comprise entre 14fF et 17fF. Il est notable qu'au-delà de 50GHz, la mesure est très bruitée. La valeur de la capacité calculée par la méthode TRL sans correction de l'impédance est relativement proche de la valeur de référence entre 15GHz et 50GHz. La valeur de référence varie fortement sur la gamme de mesure. Il est difficile d'extraire une valeur. Malgré un bruit plus faible, notamment au-delà de 50GHz, le constat est identique pour la méthode TRL sans correction de l'impédance. Après correction de l'impédance, la valeur est légèrement plus stable, la variation entre 1GHz et 50GHz est inférieure à 1,5fF contre 2,5fF pour les deux autres méthodes. Nous pouvons encore une fois observer une fréquence de coupure due à la résistance de base du transistor.

Comparativement, les méthodes TRL sont moins bruitées que la méthode classique sur l'ensemble de la bande de mesure et en particulier au-dessus de 50GHz.

### 5.c) Influence du comportement fréquentiel de la résistance de référence

Nous avons voulu savoir si la diminution de la valeur des capacités était due uniquement à la résistance de base du transistor ou si la résistance de référence utilisée pour corriger la TRL pouvait avoir une influence sur la mesure. En effet, d'après (Gillon et al. 1996), la résistance de référence a un comportement correct jusqu'à 40GHz. Sur la Figure 45 et la Figure 44, la diminution des capacités apparaît vers 40GHz environ. Il est donc possible que le phénomène observé ne soit pas dû à la résistance de base mais à la résistance de référence. Afin d'évaluer le comportement fréquentiel des résistances de référence et de vérifier que celui-ci est proche du comportement d'une résistance idéale, nous avons simulé avec Cadence les résistances P-Poly utilisées dans la structure utilisée pour les mesures précédentes. Nous avons aussi évalué le comportement d'une résistance TaN. Le schéma utilisé pour ces simulations est présenté en Figure 46.

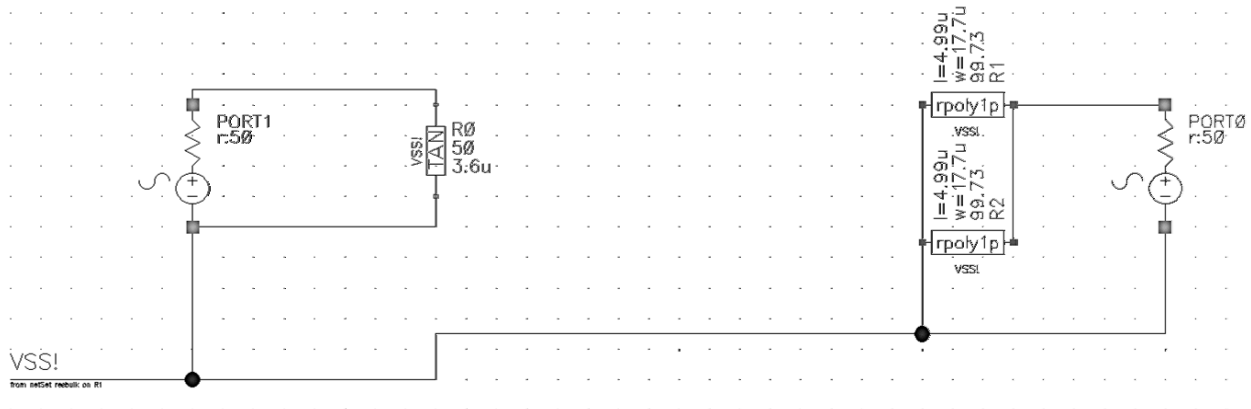


Figure 46 : Schéma électrique de la cellule « Pad-Load » avec résistance TaN (à gauche) et avec deux résistances P-Poly (à droite)

Une simulation des paramètres S des deux structures a été réalisée entre 500MHz et 500GHz afin de couvrir l'ensemble des fréquences adressées par les bancs de mesure disponibles au laboratoire. Les paramètres Z ont été calculés. Ces simulations ne prennent en compte que le composant intrinsèque. Les parasites dépendant du design ne sont pas inclus (plot RF, ligne d'accès, connexions, etc...). La Figure 47 présente la partie réelle des deux circuits présentés sur la Figure 46 simulés avec le logiciel Cadence.

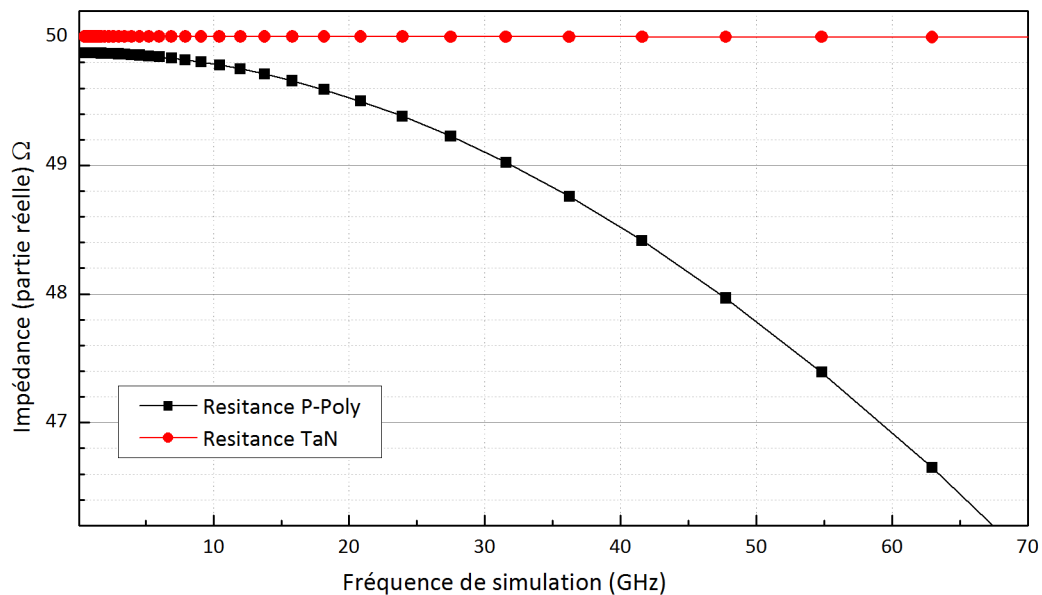
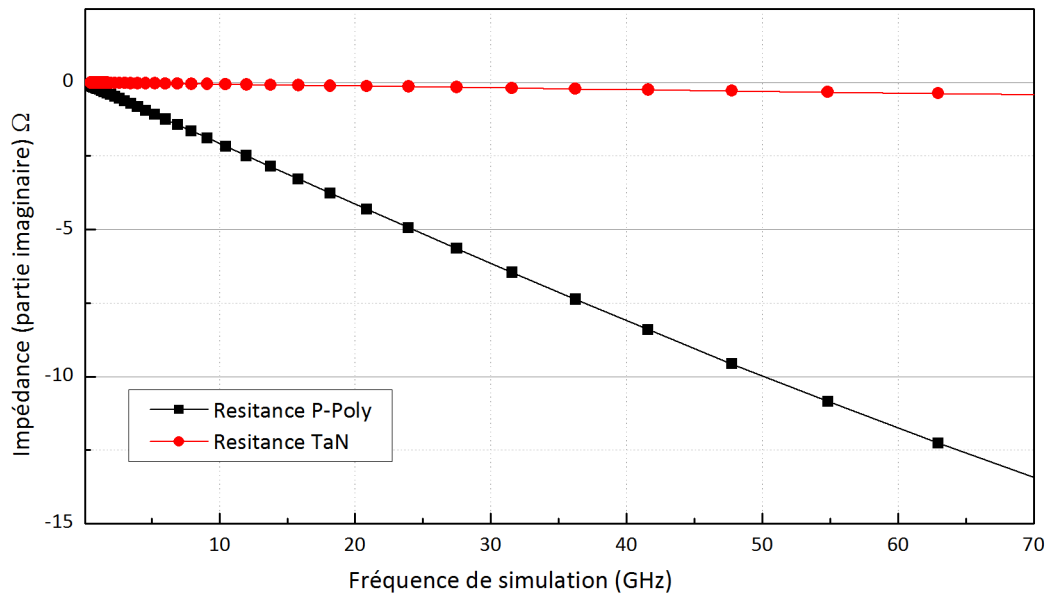


Figure 47 : Partie réelle de l'impédance d'une résistance P-Poly (en noir) et TaN (en rouge) simulée avec Cadence

Nous constatons que la valeur de la résistance P-Poly n'est pas de 50 Ω mais de 49,87Ω. La valeur des résistances utilisées n'est pas de 100Ω, mais de 99,73 Ω, ce qui explique cette différence. Il n'est pas possible d'obtenir une valeur plus proche compte tenu des contraintes technologiques. De plus, une diminution de la résistance de 81,7mOhm/GHz peut être notée ce qui peut expliquer les observations sur les valeurs des capacités au paragraphe précédent.

La Figure 48 présente la partie imaginaire des deux mêmes circuits obtenue de la même manière.

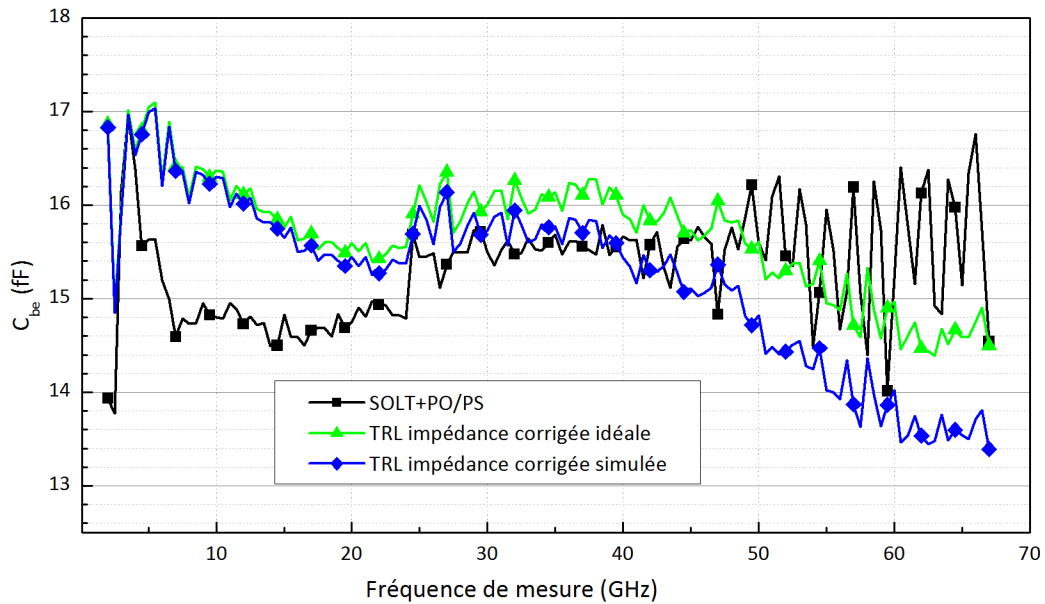


**Figure 48 : Partie imaginaire de l'impédance d'une résistance P-Poly (en noir) et TaN (en rouge) simulée avec Cadence**

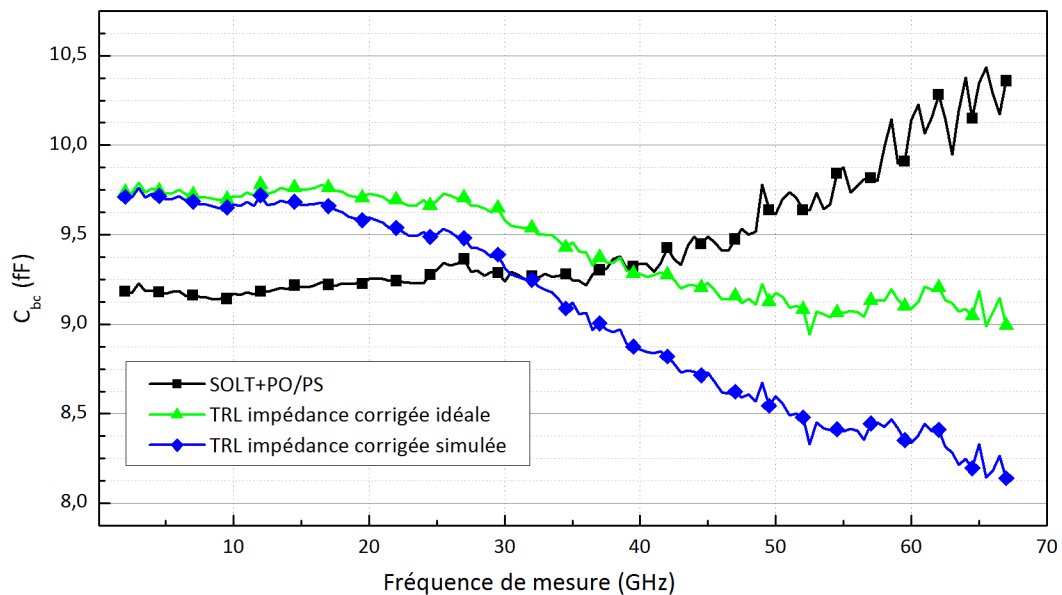
Nous observons que la partie imaginaire de l'impédance de la résistance P-Poly évolue en fonction de la fréquence. Le comportement de la résistance P-Poly est très vite dégradé. La partie imaginaire dépasse les 10% de la partie réelle vers 25GHz. Ce comportement est dû à une capacité parasite importante en parallèle de la résistance. La partie réelle décroît fortement avec la fréquence. Ce comportement peut expliquer la constante diminution de la valeur des capacités  $C_{be}$  et  $C_{ce}$ . Pour le vérifier, nous avons remplacé la valeur de référence de 52,6  $\Omega$  utilisée dans le calcul de la correction de l'impédance caractéristique (appelée « idéale » dans la Figure 49 et la Figure 50) par les valeurs données par la simulation



précédente (appelée «simulée» dans la Figure 49 et la Figure 50). La Figure 49 et la Figure 50 présentent les résultats obtenus.



**Figure 49 : Capacité base-émetteur totale d'un transistor HBT calculée à partir de différentes méthodes avec correction de la résistance de référence**



**Figure 50 : Capacité base-collecteur totale d'un transistor HBT calculée à partir de différentes méthodes avec correction de la résistance de référence**

L'utilisation de la valeur simulée au lieu de la valeur idéale semble augmenter l'écart avec la valeur de référence. La valeur de la capacité  $C_{bc}$  est plus stable en dessus de 40GHz avec la valeur idéale qu'avec la valeur simulée. L'utilisation de la valeur simulée n'est donc finalement pas conseillée.

#### 5.d) Proposition de modification de la résistance de référence

Le design des structures « Pad-Load » qui a servi pour ces mesures utilise des résistances poly-silicium. Le *layout* de cette structure est présenté sur la Figure 51. Les dimensions des résistances  $100\ \Omega$  sont importantes :  $17,7\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$ , ce qui peut augmenter l'influence des effets distribués. Ces effets n'expliquent pas la diminution de la résistance P-Poly mise en évidence par la simulation, mais ajoutent des perturbations supplémentaires. Ces perturbations peuvent expliquer l'écart résiduel entre la méthode de référence et la méthode TRL.

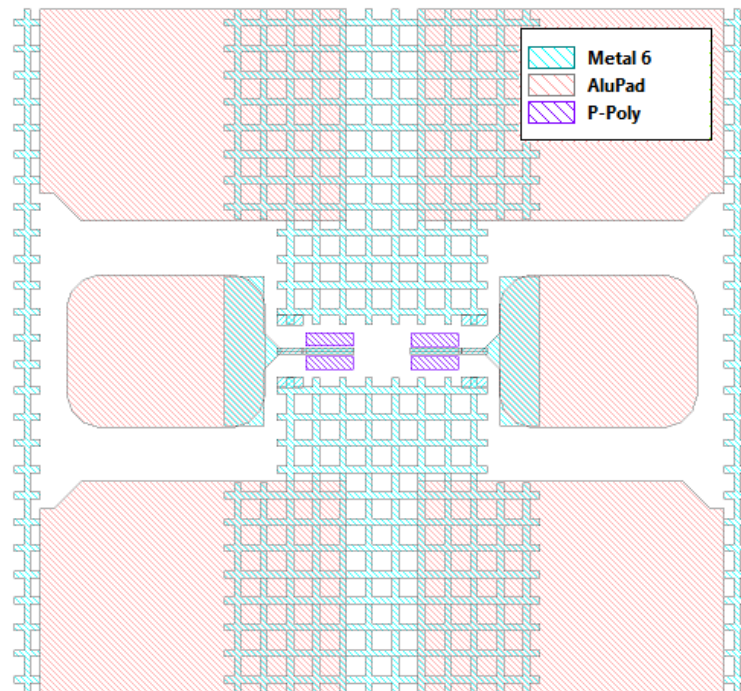


Figure 51 : Cellule « Pad-Load » P-Poly, chaque plot est relié à la masse par deux résistances P-Poly de  $100\ \Omega$

Un nouveau design avec des résistances TaN a donc été réalisé. Le *layout* est présenté sur la Figure 52.

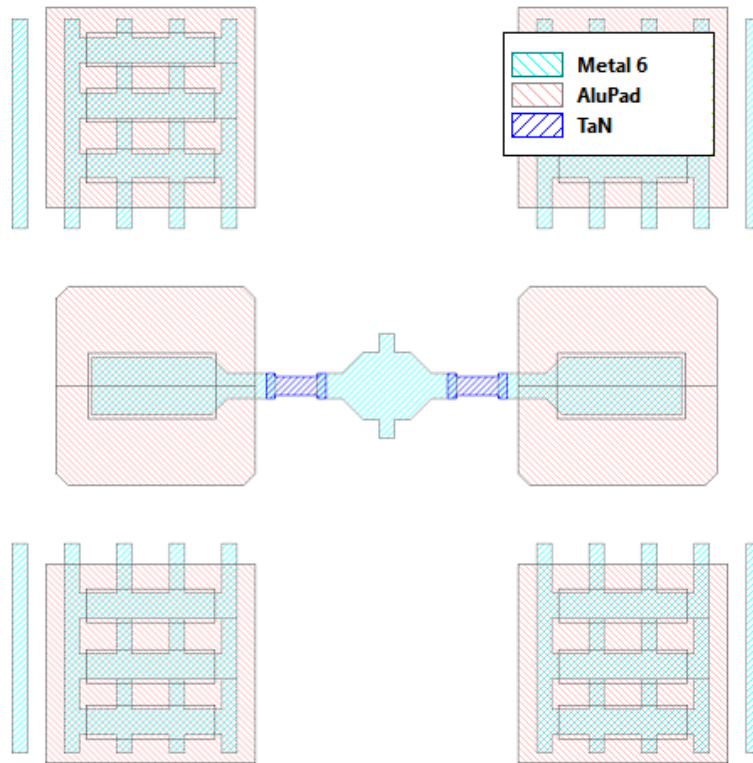


Figure 52 : Cellule « Pad-Load » TaN, chaque plot est relié à la masse par une résistance TaN de 50  $\Omega$

La largeur de la résistance est beaucoup plus faible (3,6 $\mu\text{m}$  contre 17,7 $\mu\text{m}$  sur le design précédent). Elle est proche de la largeur de la ligne de transmission, autorisant une connexion dans l'axe et non plus perpendiculaire à la ligne, ce qui devrait diminuer les effets distribués. Finalement, la résistance TaN est placée au niveau du via 4 de la technologie, c'est-à-dire, entre la ligne de transmission (métal 6, le plus haut) et le plan de masse (métal 4). Ceci diminue fortement l'inductance ramenée par les vias et améliore le comportement de la résistance. De plus, les simulations précédentes ont montré que ce composant a un meilleur comportement fréquentiel (voir Figure 47 et Figure 48).

#### 5.e) Conclusion sur la correction de l'impédance caractéristique

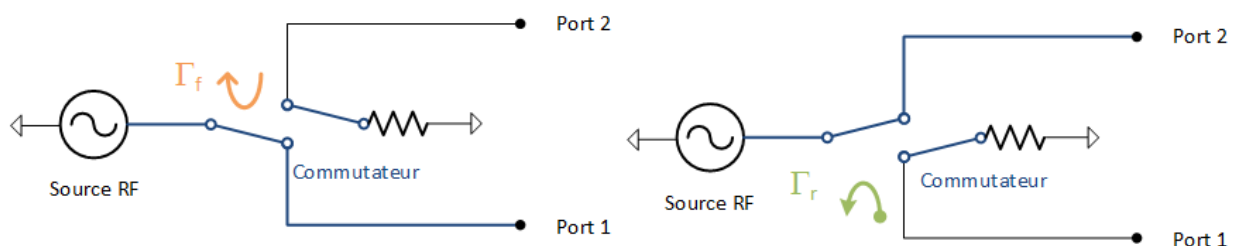
La correction de l'impédance caractéristique des lignes de transmission du calibrage TRL permet d'augmenter la précision de la mesure, en particulier à faibles fréquences (en dessous de 10GHz) sur les paramètres en réflexion (voir Figure 45) et à plus hautes fréquences sur les paramètres en transmission (du port 1 au port 2 et inversement, voir Figure 44). Le comportement fréquentiel des capacités calculées décroît de manière franche au-delà de 35GHz. Nous avons remplacé la résistance  $Z_{DC}$  utilisée dans la correction par la valeur donnée par le PDK d'Infineon. Nous espérons ainsi réduire la décroissance. Cette modification a ajouté une décroissance continue sur l'ensemble des capacités. Cette rupture n'est donc pas causée par le mauvais comportement fréquentiel de la résistance de référence.

Il reste deux hypothèses à tester :

- La rupture peut être causée par des effets distribués dans la structure de référence. Une nouvelle structure de référence a été réalisée. Elle n'a pas pu être mesurée au moment de la rédaction.
- La rupture peut être causée par la résistance de base. Celle-ci peut créer un filtre passe-bas dans les deux conditions de test (voir Chapitre IV.E.2.b) « Comparaison  $C_{BE}$ ,  $C_{CS}$  et  $C_{BC}$  »).

## 6. Correction du commutateur interne du VNA

Comme expliqué dans la présentation du calibrage TRL dans le paragraphe précédent (Chapitre III.B.2.b) « Modèle d'erreur de la TRL », le modèle d'erreur de la TRL est plus simple que le modèle de la SOLT. Il y a moins de termes d'erreurs (8 termes contre 12). Le modèle d'erreur à 8 termes est aussi réciproque, c'est-à-dire qu'il est identique que le signal RF soit émis par le port 1 ou par le port 2. Certains VNA n'ont qu'une source RF qui est commutée afin d'effectuer une mesure sur deux ports. Le signal est aiguillé sur le bon port grâce à un commutateur RF. Ceci a pour effet de légèrement modifier le chemin RF entre le sens direct (signal émis sur le port 1) et le sens inverse (signal émis sur le port 2). En particulier, le coefficient de réflexion du commutateur n'est pas le même comme l'illustre la Figure 53.



**Figure 53 : Représentation simplifiée d'un VNA dans une configuration avec une source radiofréquence. La puissance est émise sur le port 1 à gauche et sur le port 2 à droite.**

Le ZVA de Rohde&Schwarz est composé de deux sources RF. Dans ce cas, les chemins RF sont très différents. En effet, les sources RF sont différentes en amplitudes et en fréquences. La charge présentée par le VNA après le coupleur n'est pas la même, ce qui peut entraîner une erreur de symétrie (voir Figure 54).

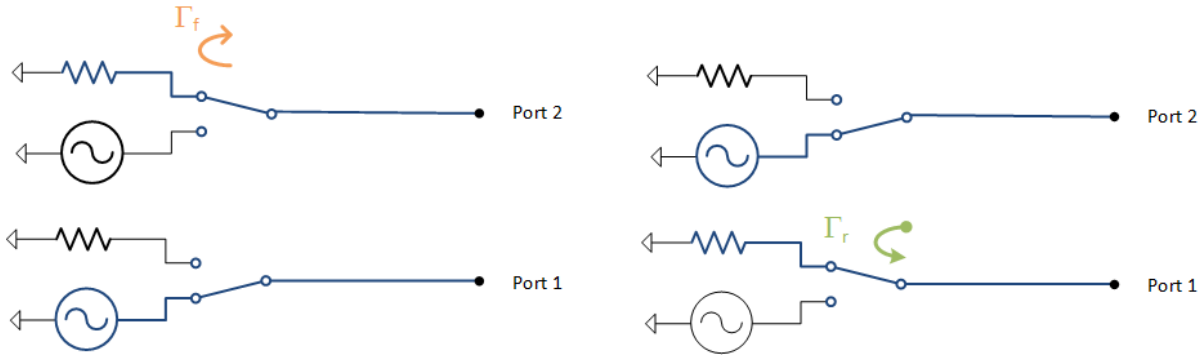


Figure 54 : Représentation simplifiée d'un VNA dans une configuration avec deux sources radiofréquences. La puissance est émise sur le port 1 à gauche et sur le port 2 à droite.

Il est donc nécessaire de corriger cette erreur. Dans (Marks 1997), il est proposé d'ajouter deux termes d'erreurs  $\Gamma_R$  et  $\Gamma_F$  comme illustré sur le schéma de la Figure 55. Le modèle d'erreur n'est plus symétrique entre le sens direct et le sens retour.

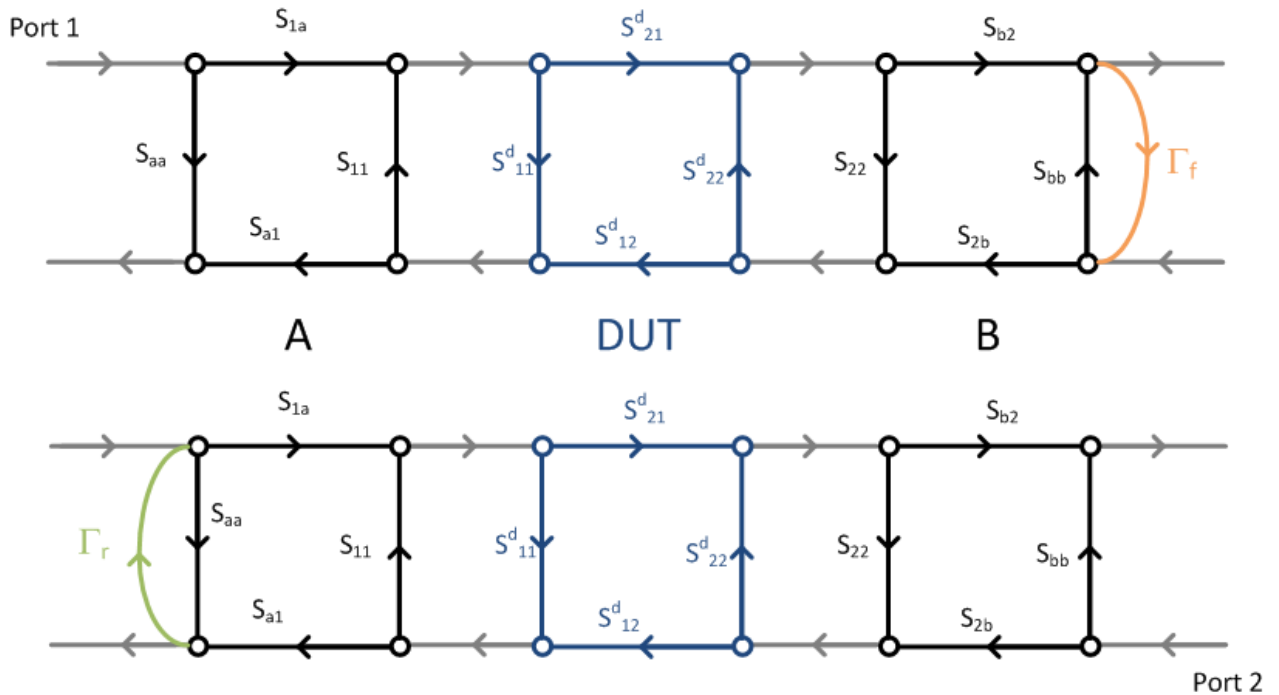


Figure 55 : Diagramme de flux du modèle d'erreur prenant en compte l'erreur de commutateur interne

Plusieurs essais ont été réalisés afin de corriger l'erreur de commutateur interne, en vain. Comme le modèle de la SOLT prend en compte le commutateur interne, nous avons décidé de réaliser un calibrage SOLT sur alumine du banc avant toutes autres corrections.

## 7. Conclusion sur l'amélioration des méthodes de calculs de la TRL

Les différentes améliorations présentées dans ce chapitre ont permis de corriger des défauts de la TRL. Nous avons réussi à élargir la bande de validité de la TRL. Nous avons aussi

modifié le plan de référence de la TRL afin de le placer au plus près des ports du composant. Il est aussi possible de complexifier le modèle d'erreur de la TRL afin de l'approcher du modèle de la SOLT qui est plus proche des erreurs « physiques » du VNA. Nous avons dû introduire un nouveau standard « Pad-Load », une impédance de référence, qui permet d'augmenter grandement la précision et la bande de validité du calibrage. Le problème des standards de longueurs différentes va être abordé dans le prochain paragraphe.

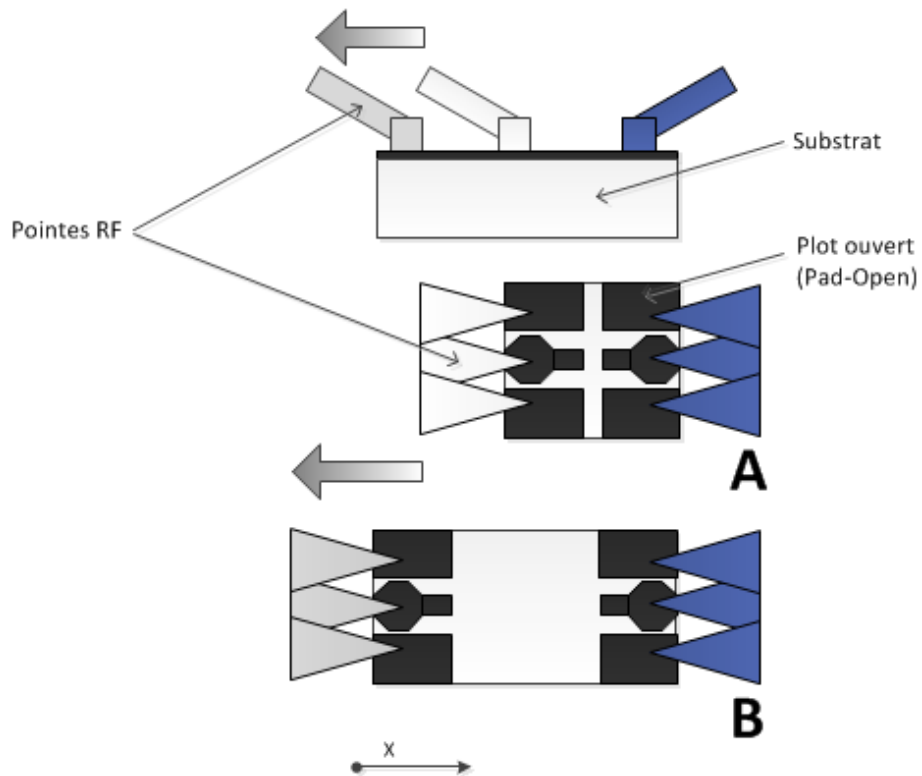
## **D. Amélioration des standards du calibrage TRL**

### **1. Introduction à l'amélioration des standards TRL**

Lorsque l'on réalise un calibrage TRL classique, il est nécessaire de modifier la position d'au moins une pointe de mesures afin de mesurer le standard LINE. Nous allons, tout d'abord, montrer et quantifier l'influence du déplacement des pointes sur la précision de la mesure et du calibrage. Pour supprimer cette influence, des modifications sur les lignes de transmission (utilisées comme standard THROUGH et LINE) vont être proposées. L'objectif est d'éviter de devoir bouger les pointes durant la phase de calibrage. La construction d'une ligne à méandres sera analysée. Puis, nous aborderons l'utilisation de lignes spécifiques pour le calibrage on-wafer. Ces études seront comparées à une méthode de calibrage TRL classique. Pour terminer, nous proposerons une modification des standards réfléchissants (OPEN et SHORT) afin d'améliorer l'isolation de ces structures. Dans un dernier paragraphe, nous proposerons une méthode pour placer l'impédance du REFLECT dans le plan de référence du calibrage, c'est-à-dire au milieu de la THROUGH. Nous étudierons l'impact de cette modification sur la précision du calibrage.

### **2. Influence de l'écartement des pointes durant le calibrage**

Le calibrage TRL repose sur la mesure d'un standard réfléchissant et de deux lignes de transmissions de longueur différente. Pendant la mesure de ces lignes, au moins une pointe doit être déplacée comme illustré sur la Figure 56 en haut. Quand cette pointe est déplacée, la position des différents câbles est légèrement modifiée. Les changements de contraintes mécaniques sur les connecteurs RF modifient également les performances électriques. Le couplage entre les pointes RF est lui aussi modifié, plus les pointes sont distantes et plus le couplage est faible. Ces modifications dans l'environnement de mesure peuvent dégrader la précision du calibrage, en particulier aux plus hautes fréquences. Nous avons cherché à développer une nouvelle méthode qui permet de mettre en avant ces modifications et de les quantifier. Des structures de tests spécifiques ont été développées par Christian Raya utilisant deux structures OPEN identiques avec un écart entre les plots différents comme illustré sur la Figure 56.



**Figure 56: Schéma du mouvement de la pointe RF (en haut) et vue de dessus des structures de tests dédiées (A et B)**

La première étape de la méthode consiste à calibrer le banc de mesure avec un calibrage qui ne modifie pas l'écart des pointes, dans notre cas, une SOLT. Elle permet aussi d'avoir un comportement symétrique du banc. Ensuite, la structure « A » est mesurée, puis la pointe de mesures de gauche est éloignée le long de l'axe x comme présentée par la flèche grise sur la Figure 56. Dans un dernier temps, la structure OPEN « B » est mesurée. Pour finir, les deux mesures sont comparées.

Pour extraire l'admittance du standard OPEN et retirer la contribution du couplage, nous avons modélisé le comportement du circuit par le modèle en  $\Pi$  suivant (voir Figure 57)

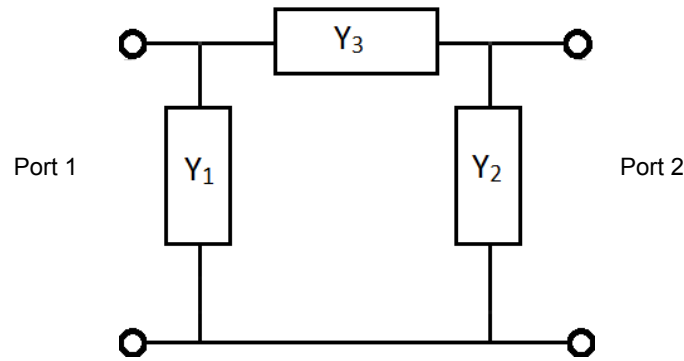


Figure 57: Modèle en PI du standard OPEN

Dans ce circuit, seul  $Y_3$  est modifié entre les deux structures A et B.  $Y_3$  représente le couplage entre les ports 1 et 2. Les admittances  $Y_1$  et  $Y_2$  sont calculées à partir de la mesure de paramètres  $S$ , convertie en paramètres  $Y$  :

$$[Y_{OPEN}] = \begin{bmatrix} Y_{OPEN}^{11} & Y_{OPEN}^{12} \\ Y_{OPEN}^{21} & Y_{OPEN}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix} \quad \text{III-27}$$

D'où,

$$Y_1 = Y_{OPEN}^{11} + Y_{OPEN}^{21} \quad \text{III-28}$$

$$Y_2 = Y_{OPEN}^{22} + Y_{OPEN}^{12} \quad \text{III-29}$$

Pour chaque cellule,  $Y_1$  et  $Y_2$  sont identiques car la structure est symétrique. Comme nous avons retiré la contribution du couplage,  $Y_1$  et  $Y_2$  sont les mêmes d'une cellule à l'autre.

La Figure 58 présente l'admittance d'entrée du port 2,  $Y_2$ . Cette pointe n'a pas été déplacée entre les deux mesures.

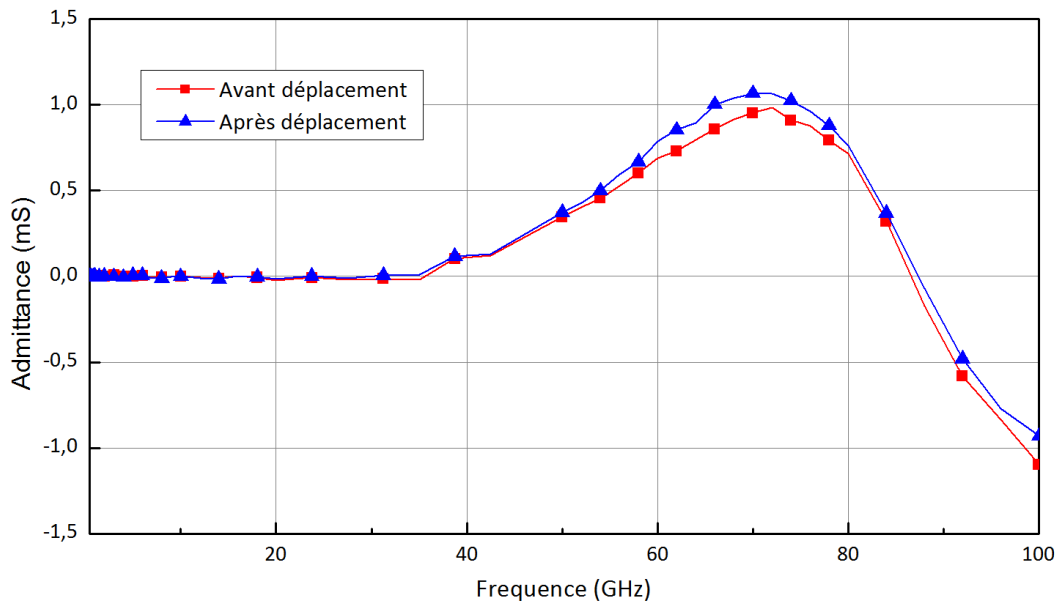
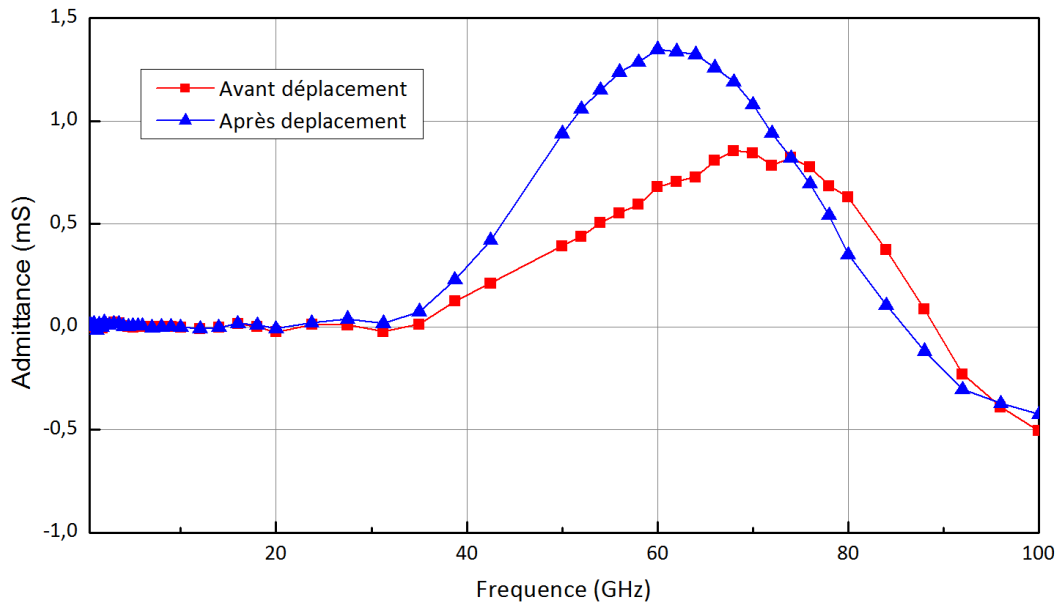


Figure 58 : Admittance du port 2 avant et après le déplacement de la pointe de mesure gauche



Les admittances calculées à partir des deux mesures sont très proches. L'écart maximal est de  $110\mu S$  soit 9%. Nous avons donc bien extrait l'impédance du plot et retiré la contribution du couplage entre les pointes.

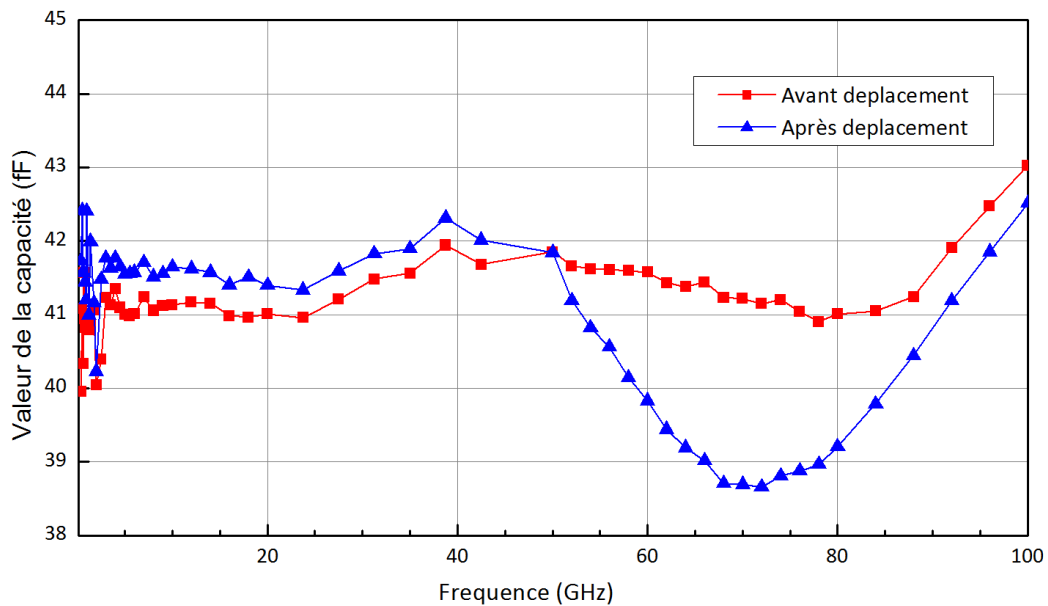
La Figure 59 présente l'admittance du port gauche avant (en carré rouge) et après le déplacement de la pointe (en triangle bleu).



**Figure 59 : Admittance du port 1 avant (en carré rouge) et après le déplacement de la pointe de mesure gauche (en triangle bleu)**

Nous observons que le maximum de l'admittance est décalé en fréquence de 15GHz vers la gauche et augmenté de 0,5mS (environ 50%) entre les deux mesures. Les caractéristiques électriques du port 1 ont été modifiées par le déplacement de la pointe de mesures de manière importante. L'écart est très important au-delà de 40GHz.

La figure suivante montre la valeur de la capacité de la pointe de mesures de gauche qui a été calculée à partir des paramètres S avant et après le déplacement de cette même pointe de mesures.



**Figure 60 : Capacité du plot mesurée avant (carré rouge) et après le déplacement de la pointe de mesures (triangle bleu)**

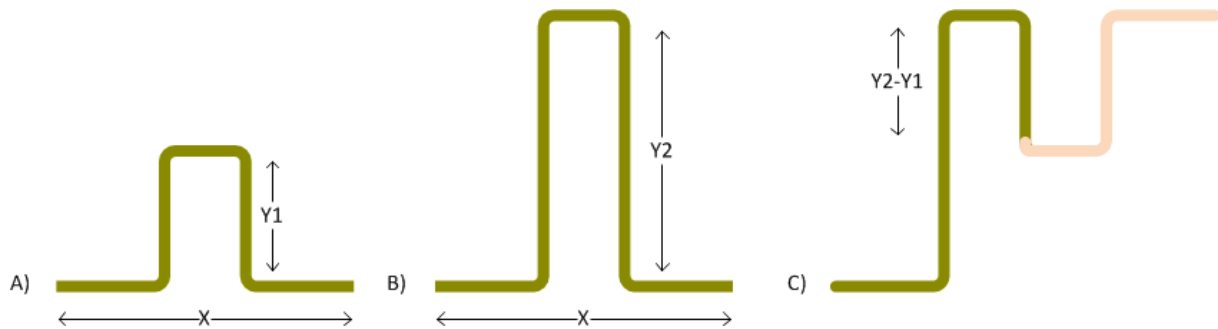
Nous remarquons une modification importante dans le comportement des caractéristiques électriques de la structure de test au-delà de 50GHz. Il y a un affaissement abrupt de la valeur de la capacité. Ce résultat n'est pas explicable physiquement car la structure de test est la même. Cette variation est donc très probablement causée par le déplacement de la pointe de mesures entre les deux mesures. Aux fréquences les plus basses, en dessous de 40GHz, la capacité après déplacement de la pointe de mesures est plus élevée d'environ 0,5fF. Ceci est probablement dû à l'erreur de répétabilité du contact. Il est aussi possible que le déplacement de la pointe ait légèrement modifié la planéité de la pointe, modifiant ainsi le contact. En effet, le déplacement de la pointe se fait à l'aide de micro-positionneur trois axes. Un léger défaut d'alignement des axes peut entraîner une modification de la planéité de la pointe. Cela peut aussi modifier les positions des câbles et contraindre la pointe à légèrement tourner.

En conclusion, au-dessus de 40GHz, le mouvement des pointes peut introduire des erreurs de mesure durant la phase de calibrage. Ce mouvement ne peut pas être évité en utilisant les structures de calibrage classiques car la mesure de la ligne de transmission longue est une étape clé dans la technique de calibrage TRL. Dans les sections suivantes, nous proposons plusieurs modifications dans les standards afin d'éviter le déplacement de pointes et ainsi augmenter la précision du calibrage TRL. Ces méthodes semblent nécessaires et pertinente au-delà de 40GHz.

### 3. Amélioration des lignes : Construction de ligne à méandres

Pour conserver un écart constant entre les pointes et avoir des délais différents d'une ligne à l'autre et constants dans le temps, il paraît nécessaire de courber les lignes. La première

idée consiste donc à réaliser des lignes avec quatre angles droits, comme illustré sur la Figure 61. Cette solution a été proposée dans les travaux de Chladek (Chladek et Breinbauer 2009).



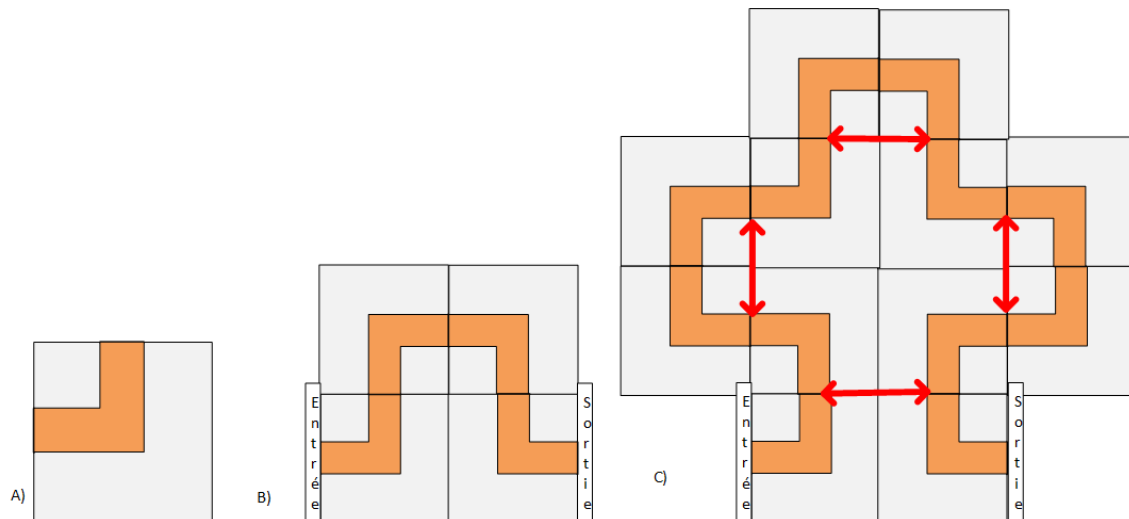
**Figure 61 : Premier principe de construction de ligne à méandres avec A) une THROUGH B) une ligne. En C) illustration du calcul TRL**

En modifiant la longueur  $Y$ , nous pouvons modifier le délai apporté par la ligne de transmission sans modifier la distance entre les pointes  $X$ . Par contre, il n'est pas possible de caractériser chaque virage et segment de ligne indépendamment sans avoir recours à un calibrage par étape. C'est-à-dire, réaliser un calibrage de la ligne après le premier virage, puis réaliser un nouveau calibrage à la fin du virage suivant et ainsi de suite. Ceci paraît complexe à mettre en œuvre et peu pratique pour l'utilisateur final. Le problème peut être compris autrement. La TRL suppose que les caractéristiques électriques (vitesse de propagation et impédance caractéristique) des deux lignes de transmissions sont identiques. Dans le cas de ligne courbe, la position de l'angle modifie ces caractéristiques. Plus l'écart sera grand et plus l'erreur résiduelle sera importante.

Nous proposons de recourir à une construction modulaire. Dans un premier temps, le principe et les considérations géométriques seront abordées. Dans un second temps, nous présenterons trois réalisations. Ces réalisations seront comparées à la solution existante.

### 3.a) Construction modulaire des standards

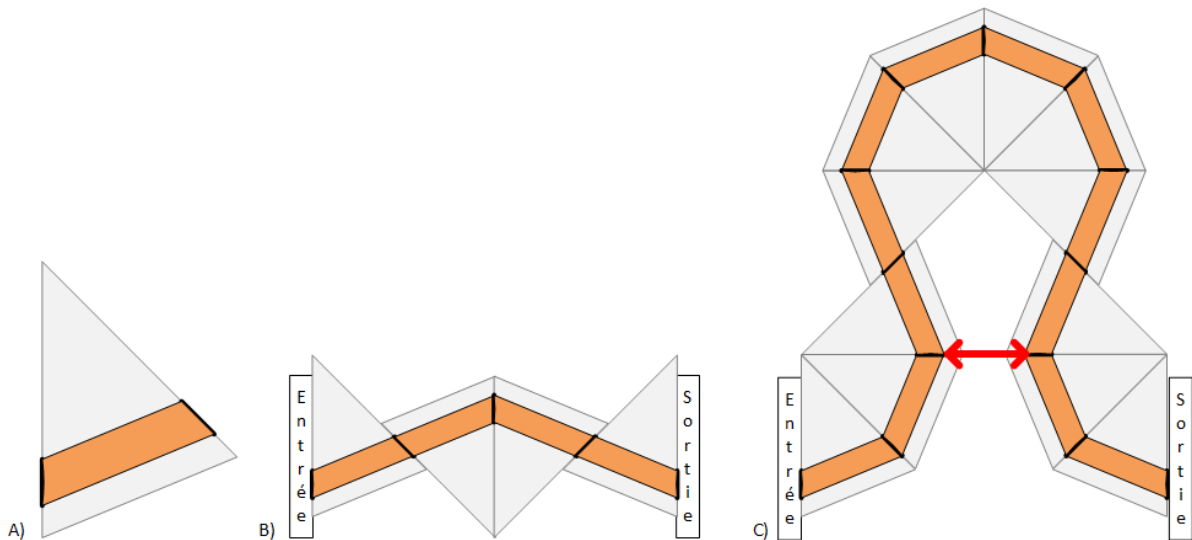
Cette solution consiste en une construction modulaire des lignes. Ainsi, il est possible de caractériser un motif élémentaire et d'extrapoler le comportement des standards de transmission. L'extrapolation est possible à condition que le couplage soit négligeable. Il risque d'être présent surtout aux endroits où le plan de masse est étroit (symbolisé par des doubles flèches rouges et pleines sur la Figure 62-C).



**Figure 62 : Illustration de la construction par motif de base A) permettant de réaliser un THROUGH B) et une LINE C)**

Le motif de base « A » représente une ligne de transmission coudée. En multipliant cette cellule, il est possible de réaliser une ligne de transmission courte « B » et une ligne de transmission longue « C ». Il est possible d'extraire les paramètres physiques de la ligne et de modifier le plan de référence (voir Chapitre III.C.4 « Déplacement du plan de référence »).

Dans cette solution, la ligne de transmission passe à proximité de la pointe de masse, ce qui pourrait entraîner des couplages ou obliger l'ajout de ligne d'accès entraînant des pertes plus importantes. Une seconde solution consiste à couper la structure de base en deux : le virage est de  $45^\circ$  au lieu de  $90^\circ$ , ainsi le premier virage complet de la LINE longue est inférieur à  $180^\circ$ . Ceci permet de réaliser les standards présentés en Figure 63. Comme précédemment, un couplage non négligeable est possible au niveau de la flèche rouge.



**Figure 63 : Construction par motif de base présenté en A) permettant de réaliser un THROUGH B) et une LINE C)**

Cette construction est contenue entièrement entre les pointes. Comme précédemment, il est possible d'extraire les paramètres physiques des lignes de transmissions. Pour un écart de pointe identique, l'utilisation d'un motif triangulaire permet de réaliser une LINE beaucoup plus courte. Cette méthode permet une utilisation à plus haute fréquence que la précédente et c'est donc celle-ci qui sera retenue pour les réalisations présentées.

### *3.b) Comparaison de l'extraction des constantes physiques des lignes*

En tout, 5 kits de test complets ont été réalisés. Les trois premiers sur substrat d'alumine avec des lignes coplanaires (deux nouveaux kits et un kit classique de référence). Les deux autres en technologie intégrée BiCMOS sur substrat de silicium avec des lignes coplanaires avec un plan de masse (un nouveau kit et un kit classique de référence).

#### **3.b.1) Procédure d'évaluation des performances**

Les performances de chaque kit seront évaluées grâce à deux paramètres secondaires :

- L'impédance caractéristique des lignes de transmission :  $Z_c$
- La vitesse de propagation relative dans la ligne de transmission :  $v_r$

Plus particulièrement, nous nous intéressons à la variation des paramètres physiques en fonction de la longueur de la ligne mesurée. En effet, la méthode de calibrage TRL suppose que les paramètres sont identiques pour les deux lignes de transmission (LINE et THROUGH). Dans le cas d'un kit parfait, le calcul des paramètres physiques (impédance caractéristique et vitesse de propagation) donne des résultats identiques quelle que soit la longueur de la ligne utilisée. Il faut donc que les valeurs des paramètres soient le plus proche possible quelle que soit la longueur de ligne utilisée.

### ***Calcul de l'impédance caractéristique***

Le calcul de l'impédance caractéristique est réalisé à partir de mesures de paramètres S calibrées (calibrage SOLT). Dans le cas où un plot de contact est nécessaire, ce plot est épluché grâce à la méthode PO/PS. En convertissant les paramètres S en paramètres ABCD (matrice chaîne), les équations d'une ligne de transmission sont les suivantes :

$$A_{\text{ligne}} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \cdot \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_c} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad \text{III-30}$$

Avec,  $l$  la longueur de la ligne et  $\gamma$  la constante de propagation.

En divisant  $A_{12}$  par  $A_{21}$ , il vient :

$$Z_c = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} \quad \text{III-31}$$

### ***Calcul de la vitesse de propagation***

Il est en théorie possible de calculer la constante de propagation à partir de l'équation III-30 :

$$\gamma = \frac{\cosh^{-1}(A_{11})}{l} \quad \text{III-32}$$

En pratique, cette méthode est plus bruitée que celle basée sur le calcul réalisé à partir de la mesure de deux lignes sans calibrage expliqué dans le Chapitre III.C.4.a) « Calcul des paramètres caractéristiques des lignes ». Dans les paragraphes suivants, la vitesse de propagation relative  $v_r$  sera exprimée au lieu de la constante de phase. En effet, la constante de phase dépend de la fréquence :

$$\beta = \frac{2\pi f}{v_p} \approx \frac{2\pi f}{c_0} \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{III-33}$$

Avec,  $f$  la fréquence de mesure,  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide,  $v_p$  la vitesse de propagation dans la ligne de transmission et  $\beta$  la constante de phase.

En revanche, la vitesse de propagation relative est une constante sans unité définie comme suit :

$$v_r = \frac{v_p}{c_0} \quad \text{III-34}$$

Avec  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $v_p$  la vitesse de propagation dans la ligne de transmission.

### **3.b.2) Kit de calibrage réalisé au laboratoire sur substrat d'alumine**

Le premier kit de calibrage a été réalisé au sein du laboratoire sur un substrat d'alumine. Nous avons reproduit le kit de calibrage ISS. Les dimensions des différentes structures ont été mesurées au microscope. Nous n'avons pas au laboratoire la possibilité de

réaliser des résistances de précision sur substrat d'alumine. Ainsi, nous n'avons pas reproduit le standard LOAD. Nous avons ensuite réalisé deux versions possibles du nouveau kit de calibrage utilisant les lignes à méandres ayant différentes largeurs. Les lignes de transmission sont des lignes coplanaires (CPW) avec une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . Les deux versions proposées ont chacune une largeur de piste (W) différentes. Les largeurs sont  $13\mu\text{m}$  et  $50\mu\text{m}$ . Ceci nous permet de comparer les performances des nouveaux dessins des standards de calibrage aux performances des structures classiques. Le dessin, spécifique à chaque set de structures, sera développé dans les paragraphes associés.

### ***Sur-gravure***

Le procédé de gravure est testé pour la première fois avec la réalisation de ces trois kits de calibrage. Nous avons pu réaliser des kits de calibrage avec une précision bonne compte-tenu de la faible maturité du procédé. Toutes les structures ont été sur-gravées d'environ  $5\mu\text{m}$ . Le tableau ci-dessous compare les dimensions théoriques et réalisées des différentes pistes.

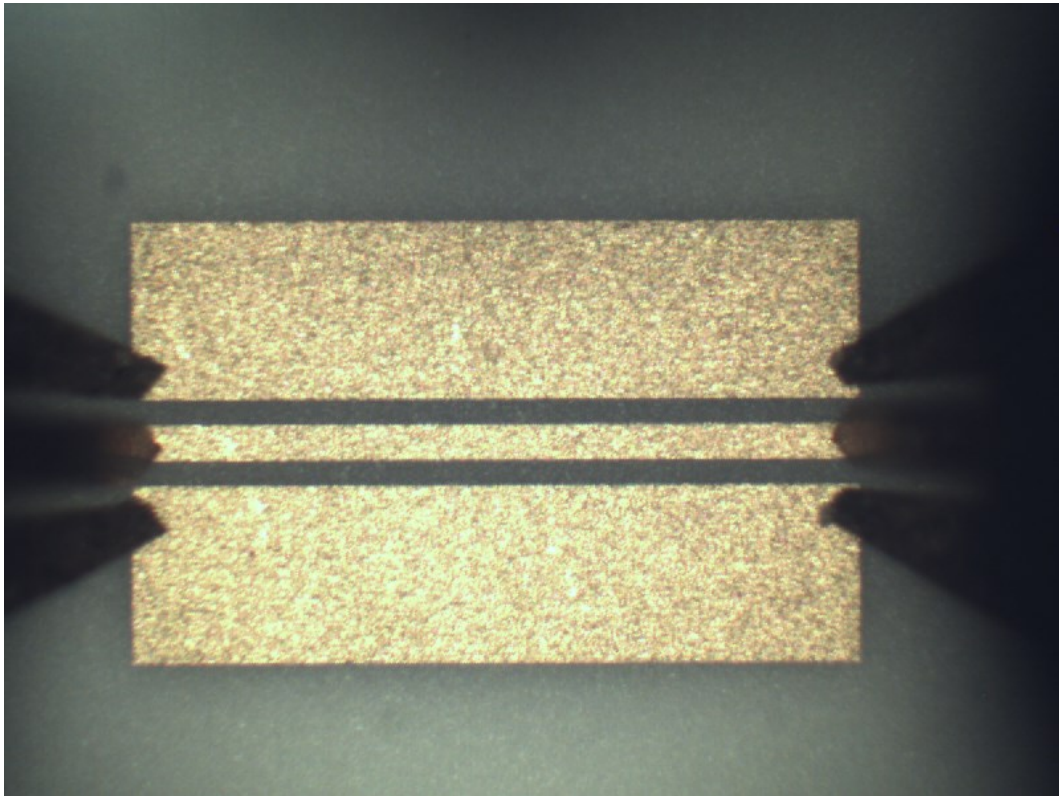
<b>Largueur de piste théorique (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>Largueur de piste réalisée (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>Variation relative du procédé (%)</b>
11	7	36%
13	10	23%
50	45	10%
29	24	17%

**Table III-1 Dimensions typiques des différentes structures théoriques et réalisées, et variation relative du procédé**

La variation du procédé ne devrait pas beaucoup perturber les structures les plus grosses avec une variation maximale de 17%. Cela devient critique pour les structures les plus fines (jusqu'à 36% de variation).

### ***Ligne droite***

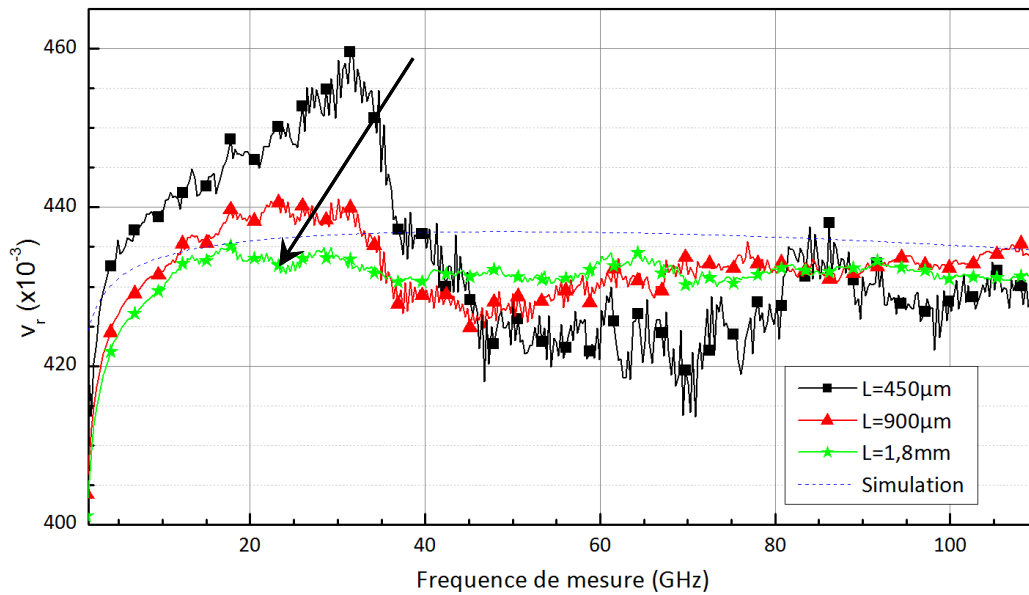
Nous avons réalisé un kit de calibrage identique à l'ISS 101-190C de Cascade Microtech (Cascade Microtech 2007) (sauf pour les LOADs) sur le même substrat d'alumine et avec le même procédé que les deux autres kits de calibrage. Nous pouvons ainsi comparer les performances entre les différents kits de calibrage réalisés et décorréliser la variation du procédé des performances réelles des kits de calibrage. La Figure 64 présente une ligne de transmission droite de  $900\mu\text{m}$  de long.



**Figure 64 : Photographie de la ligne droite de 900µm réalisée au laboratoire IMS**

Après un calibrage SOLT du banc de mesure (afin de ne pas modifier l'écartement des pointes), nous avons mesuré l'ensemble des lignes de transmission disponibles. La vitesse de propagation relative et l'impédance caractéristique ont été calculées comme présenté dans le paragraphe 3.b). La Figure 65 présente  $v_r$  en fonction de la fréquence de mesure pour trois lignes de transmission du kit de calibrage TRL classique de longueur différente et comparée à la simulation HFSS des structures. Elle a été calculée avec l'équation III-34.

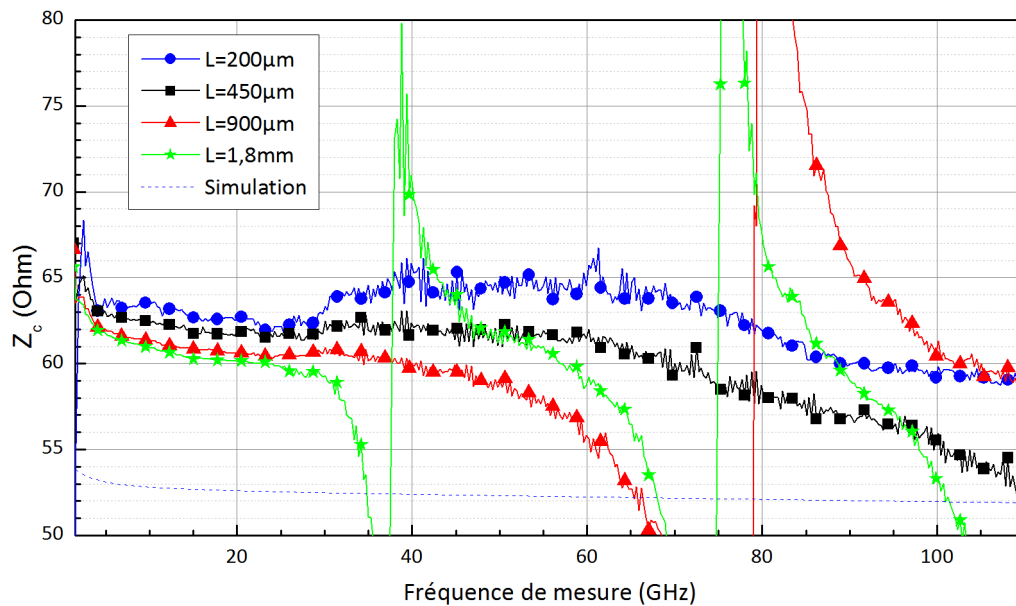




**Figure 65 : Vitesse de propagation relative extraite des lignes droites en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

Plus la ligne est longue et plus la vitesse de propagation relative est constante sur la bande de fréquence de mesure. Cette observation suggère que la variation est introduite par la différence de couplage entre les pointes de mesures ou par la modification des matrices d'erreurs. Dans les deux cas, garder un écart constant entre les pointes de mesures permet de supprimer cette variation. La variation est importante au-dessus de 40GHz confirmant la modification notable de l'environnement introduit par le déplacement de la pointe de mesures. La valeur de la vitesse de propagation relative augmente significativement avec la diminution de la longueur de la ligne. L'altération est aussi très importante en dessous de 40GHz, un lobe est visible pour les longueurs de lignes les plus courtes (flèche noire) et s'atténue à mesure que la ligne s'allonge. Ce comportement n'est pas visible sur l'impédance (voir Figure 66), ceci est dû au couplage entre les pointes qui augmente avec le rapprochement des pointes et qui n'est pas pris en compte dans le modèle d'erreur de la TRL basique dont nous nous sommes servis pour extraire la vélocité relative. Nous pouvons aussi remarquer que la vitesse de propagation relative s'effondre pour les fréquences inférieures à 5GHz. Ceci est dû à la dispersion de la ligne, plus marquée pour les fréquences les plus faibles quand les parasites linéiques de la ligne ne sont plus négligeable devant son inductance linéique (Microwaves101 2015). La vitesse de propagation relative de la ligne la plus longue est la plus proche de la valeur simulée. La valeur simulée grâce au logiciel HFSS est indépendante de la longueur de la ligne, car la simulation ne prend pas en compte le couplage des pointes et l'altération de l'environnement de mesure.

La Figure 66 présente l'impédance caractéristique des lignes de transmission du kit de calibrage TRL classique. Elle a été calculée avec l'équation III-31.

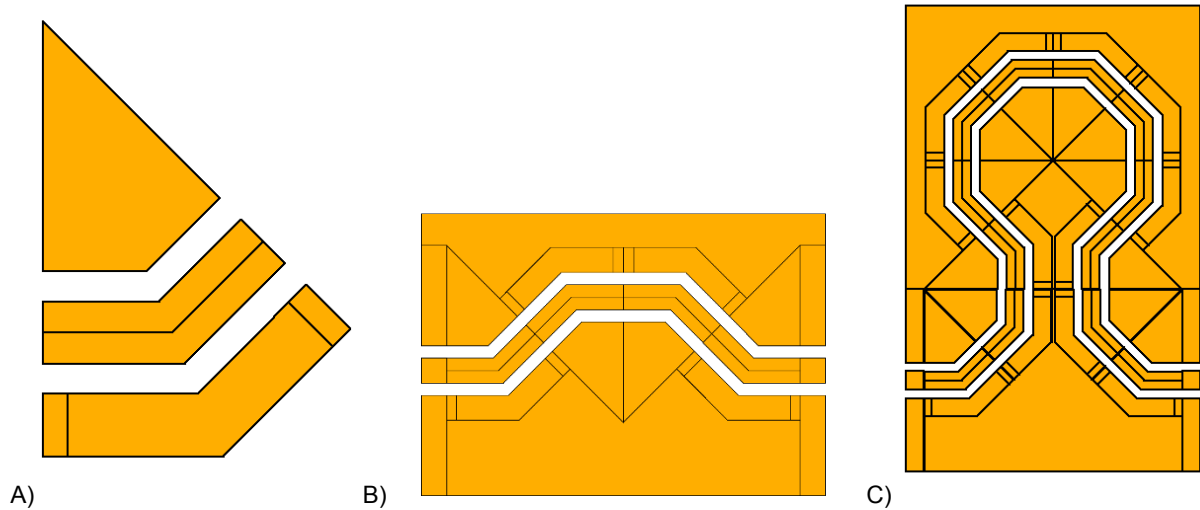


**Figure 66 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

Les longueurs de lignes les plus longues présentent des « sauts » dans la valeur de l'impédance. Ils sont dus à la résonance de la ligne quand la longueur de la ligne est un multiple de la demi-longueur d'onde. Ce phénomène interdit l'utilisation des lignes dans le voisinage des fréquences de résonances et contraint la bande de fréquence d'utilisation de la ligne dans le cadre du calibrage TRL. Encore une fois, nous remarquons que l'impédance caractéristique semble avoir des valeurs proches et peu dépendantes de la fréquence jusqu'à 40GHz. A très basses fréquences, en dessous de 1GHz, l'impédance diminue fortement. Dans cette bande de fréquence, la résistance série linéique n'est plus négligeable devant l'inductance et la capacitance linéaire de la ligne. Au-dessus de 40GHz et dans les bandes d'impédances « valides », la valeur de l'impédance dépend fortement de la longueur de la ligne mesurée et de la fréquence. Les lignes les plus courtes sont celles dont l'impédance est la plus constante sur la bande de fréquence car elles ne résonnent pas, mais aussi celles qui sont le plus éloignées de la valeur retro-simulée de  $53\Omega$ . La valeur retro-simulée a été obtenue en simulant les lignes telles qu'elles ont été réalisées, c'est-à-dire en prenant en compte la surgravure. Nous avons utilisé le simulateur EM 3D d'Ansys, HFSS. L'écart est important, il peut en partie être expliqué par la faible qualité et la forte rugosité de l'alumine. En effet, le simulateur HFSS considère l'alumine comme homogène et parfaitement lisse.

### ***Ligne courbe avec écart inter-pointes de $800\mu\text{m}$***

Nous avons ensuite créé un kit de calibrage utilisant les lignes à méandres. Nous avons choisi un motif de base triangulaire. Le motif de base, le standard THROUGH et un standard LINE sont présentés sur la Figure 67.



**Figure 67: A) Motif de base, B) Standard THROUGH composé de 4 motifs et C) standard LINE composé de 12 motifs**

Nous avons réalisé le motif de base en gardant les valeurs de largeurs de pistes et d'ouverture (entre la piste et la masse) utilisées dans le kit de calibrage ISS (voir « Ligne droite »). Ces valeurs imposent l'écart entre les pointes. Ce kit de calibrage a un écart inter-pointes de  $800\mu\text{m}$ , ce qui est 4 fois plus que l'écart précédent.

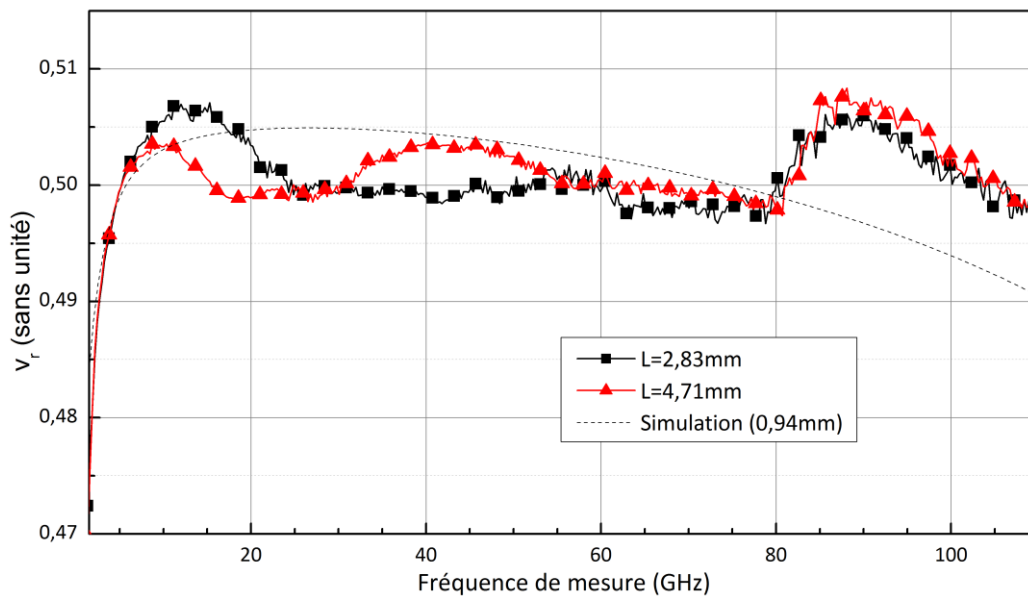
La Figure 68 présente le standard LINE réalisé au laboratoire IMS.



**Figure 68 : Photographie de la ligne courbe de 2,83mm avec une distance inter-pointes de  $800\mu\text{m}$  réalisée au laboratoire**

La réalisation est correcte et la sur-gravure est négligeable comme nous l'avons expliqué dans Chapitre III.D.3.b.2) « Sur-gravure ». La ligne réalisée est proche visuellement de la ligne dessinée sur la Figure 67-C.

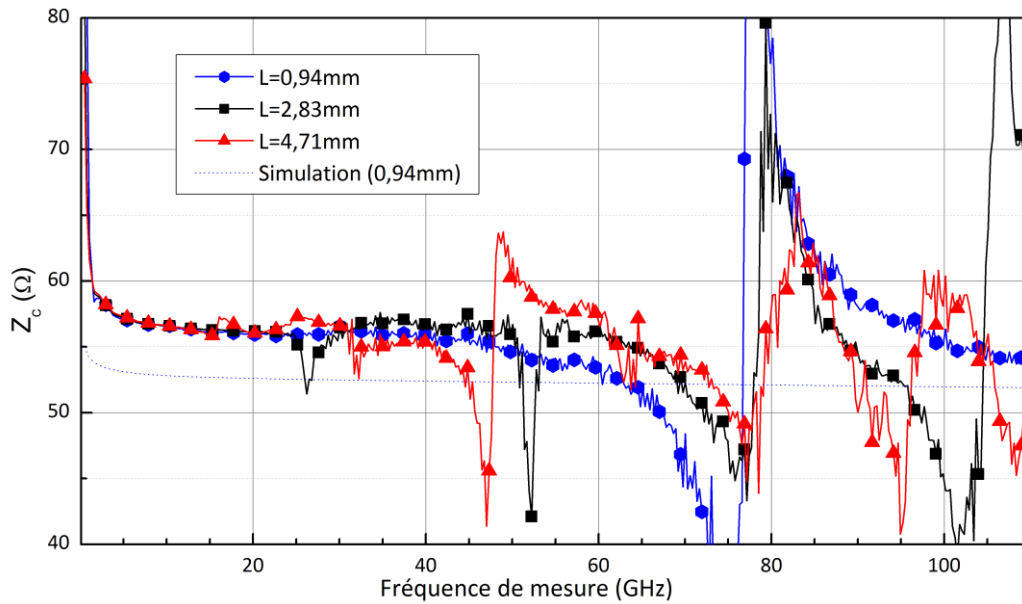
La Figure 69 présente la vitesse de propagation relative des lignes de transmission du kit de calibrage TRL à méandre. Elle a été calculée avec l'équation III-34.



**Figure 69 : Vitesse de propagation relative extraite des lignes à méandres en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

En dessous de 80GHz, les vitesses de propagation relatives calculées sont proches l'une de l'autre. En effet, la distance étant la même pour chaque standard, le couplage inter-pointe est constant. En comparaison avec les structures précédentes, l'écart maximal est de  $6,8 \times 10^{-3}$  contre  $27,8 \times 10^{-3}$  dans le meilleur des cas. Cet écart résiduel est probablement dû au phénomène d'auto-couplage présenté dans l'introduction. Au-dessus de 80GHz, les deux courbes sont très proches l'une de l'autre. L'écart est négligeable par rapport au cas précédent. Ceci confirme que le déplacement des pointes introduit une erreur qui n'est plus négligeable au-dessus de 40GHz.

La Figure 70 présente l'impédance caractéristique des lignes de transmission à méandres avec une distance entre les pointes de  $800\mu\text{m}$ . Elle a été calculée avec l'équation III-31.

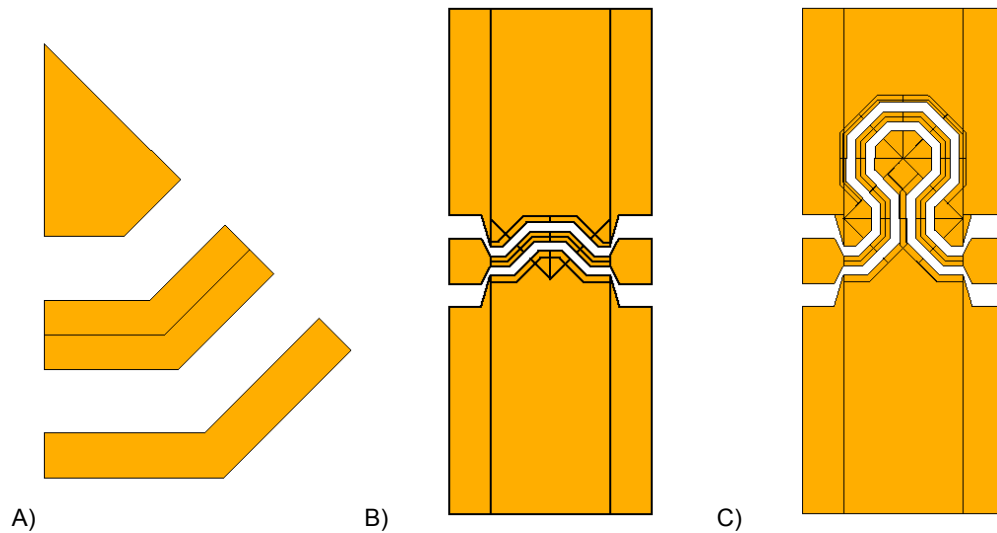


**Figure 70 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

L'impédance caractéristique est moins sensible à la longueur de la ligne jusqu'à 40GHz. En effet, la variation est de  $3\Omega$  contre  $7\Omega$  sur le kit précédant (mise à part la ligne 1,8mm résonnante à 38GHz -voir Figure 66). Au-dessus de 40GHz, les nombreuses résonnances empêchent une interprétation des résultats. Des lignes plus courtes résonnent à plus hautes fréquences. Nous allons donc proposer un design différent dans le paragraphe suivant.

### ***Ligne courbe avec écart inter-pointes de $130\mu\text{m}$***

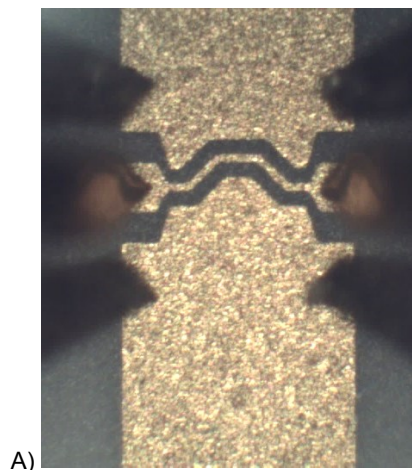
Un second prototype a été réalisé avec un nouveau motif de base triangulaire. Le motif de base, le standard THROUGH et un standard LINE sont présentés sur la Figure 71.



**Figure 71 : A) Motif de base, B) Standard THROUGH composé de 4 motifs et C) standard LINE composé de 12 motifs**

Dans le paragraphe précédent, nous avons choisi le design de la ligne, ce qui nous a imposé l'écart inter-pointes. Pour cette nouvelle réalisation, nous avons imposé un écart inter-pointes identique au kit de calibrage ISS, ce qui nous impose les largeurs de pistes et d'espacement entre les pistes. Les largeurs de pistes sont trop fines pour pouvoir poser les pointes de mesures dessus. Nous avons donc ajouté des plots pour faciliter la pose des pointes de mesures. Un deembedding OPEN/SHORT est utilisé pour retirer leur contribution. Les lignes sont plus courtes que dans le paragraphe précédent. Leurs longueurs sont proches du kit de calibrage de l'ISS.

La Figure 72 présente une photographie de deux standards réalisés sur substrat d'alumine : un THROUGH et une LINE.



A)

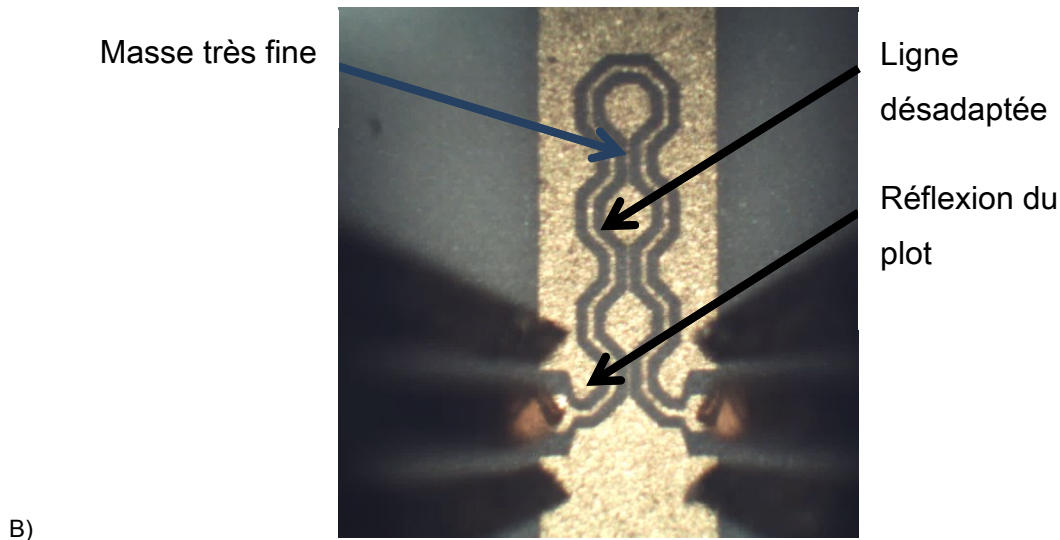


Figure 72 : Photographie du THROUGH A) et de la LINE B) réalisés au sein du laboratoire

Les deux standards sont légèrement sur-gravés. L'espace entre la ligne et le plan de masse est plus important que sur le design d'origine. La ligne sera donc désadaptée. Comme l'indique la flèche bleue, la masse est par endroits très fine. Les phénomènes de couplage seront plus importants que ceux simulés à partir du design.

La Figure 73 présente la vitesse de propagation relative des lignes de transmission du kit de calibrage TRL classique. Elle a été calculée avec l'équation III-34.

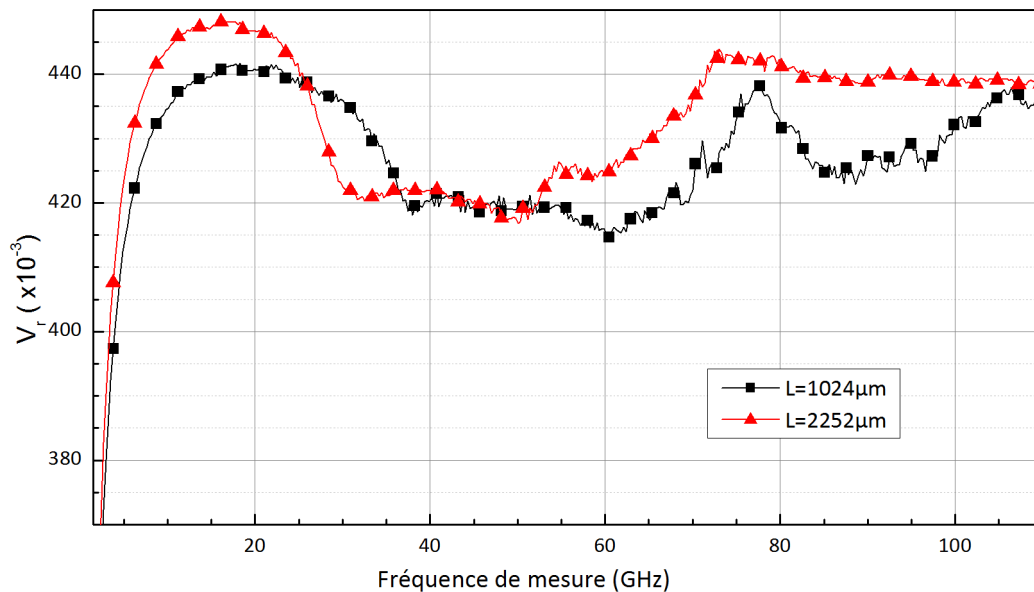
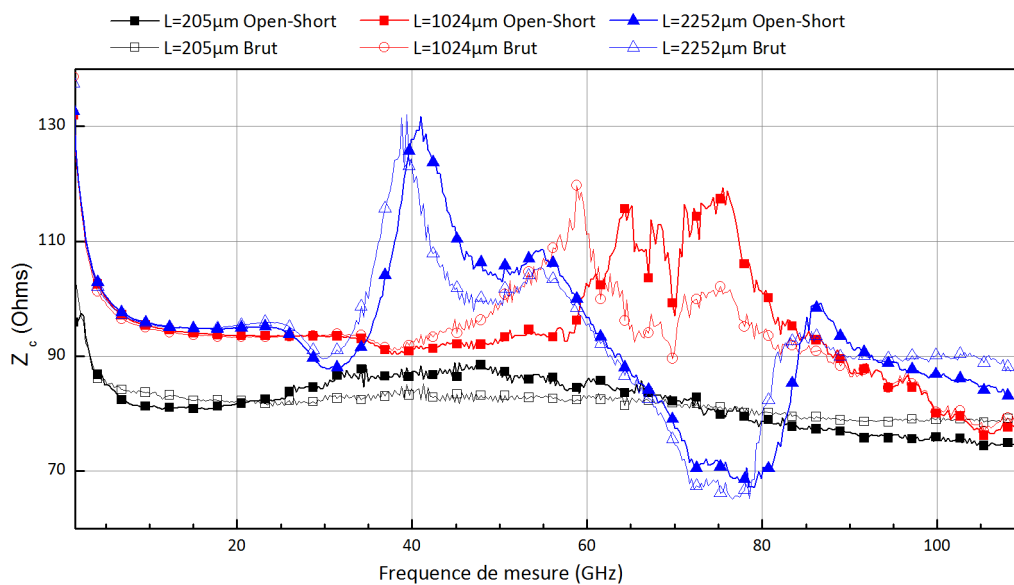


Figure 73 : Vitesse de propagation relative extraite des lignes courbes en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne

Comme sur les précédentes lignes, la vitesse de propagation chute en dessous de 5GHz. Sur le reste de la bande de fréquence, les vitesses de propagation des deux lignes sont relativement proches. L'écart est moindre sur ces lignes que sur les lignes droites ( $13,4 \cdot 10^{-3}$  contre  $27,8 \cdot 10^{-3}$ ). Il est plus important que sur les lignes à méandres de grande dimension. Cet

écart peut en partie s'expliquer par un phénomène d'auto-couplage aggravé par la surgravure. Le procédé de fabrication est encore expérimental, il est possible que la dispersion technologique soit importante. Cette dispersion peut aussi expliquer une partie de la variation de la vitesse de propagation.

La Figure 74 présente l'impédance caractéristique des lignes de transmission à méandres avec un écart entre les pointes de mesures de 130 $\mu\text{m}$ . Elle a été extraite des mesures avec l'équation III-31. Les données brutes sont présentées avec des symboles vides et lignes fines. Les données avec un deembedding Open-Short sont présentées en symboles pleins et lignes épaisses.



**Figure 74 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

Pour évaluer les performances de la ligne, il faut supprimer la contribution du plot. Nous avons donc réalisé un deembedding Open-Short. Les améliorations sont visibles pour la ligne la plus courte. Elles sont moins significatives sur cette courbe pour les lignes les plus longues. A basse fréquence, en dessous de 30GHz, les courbes des lignes longues sont superposées mais loin de la courbe de la ligne la plus courte. Les deux lignes les plus longues présentent des zones où le plan de masse est très fin, visible sur la Figure 72 (flèche bleue). Ceci explique une impédance plus forte.

### ***Bilan de la conception d'un kit de calibrage TRL sur alumine***

Nous avons réalisé et caractérisé trois kits de calibrage différents. La gravure fonctionne avec les réglages actuels et permet une précision de  $\pm 3\mu\text{m}$ . La copie du kit ISS est semblable au kit d'origine malgré la sur-gravure des métallisations. Les lignes courbes les plus larges fonctionnent aussi bien que les lignes standards et devraient permettre un calibrage efficace. Les caractéristiques physiques de ces lignes semblent moins dépendantes de la longueur de la ligne mesurée. Pour les lignes à méandres les plus fines, la précision de la



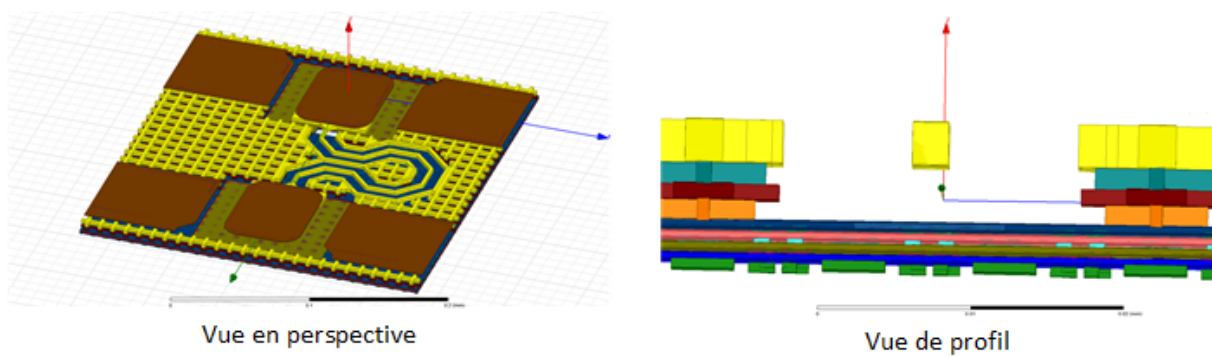
gravure n'est pas suffisante. Il faudrait une précision de  $1\mu\text{m}$  au minimum. Comme cela ne semble pas réalisable au sein du laboratoire, nous avons opté pour une solution intégrée, plus précise et moins sensible aux variations de procédé. Nous n'avons pas utilisé ces kits pour la réalisation d'un calibrage TRL. Pour les lignes avec un pitch de  $800\mu\text{m}$ , le pitch des structures des transistors est de  $150\mu\text{m}$ , la modification de l'écart entre les pointes modifie grandement l'environnement de mesure. Le calibrage ne sera pas précis (voir Chapitre III.D.2 : « Influence de l'écartement des pointes durant le calibrage »). Pour les lignes avec un pitch de  $150\mu\text{m}$ , l'impédance caractéristique est très loin de  $50\Omega$  et nous n'avons pas de structure MATCH (ou LOAD) pour corriger l'impédance caractéristique.

### 3.b.3) Kit de calibrage réalisé sur galette de silicium avec Infineon

Nous avons réalisé un kit de calibrage avec des lignes à méandres sur silicium. Ceci permet de ne pas modifier l'environnement entre la phase de calibrage et la phase d'épluchage et mesure. Nous le verrons dans le Chapitre IV « Méthode d'épluchage », que ceci permet aussi de simplifier la méthode d'épluchage. Nous avons aussi implémenté un kit de calibrage avec ligne droite comme référence. Nous avons d'abord appliqué un calibrage SOLT. Ensuite, nous avons mesuré l'ensemble des lignes réalisées et extrait leurs caractéristiques physiques de la même manière que dans le paragraphe précédent.

#### *Ligne à méandres*

La Figure 75 présente une vue en perspective et une vue de profil du standard LINE réalisé sur silicium.

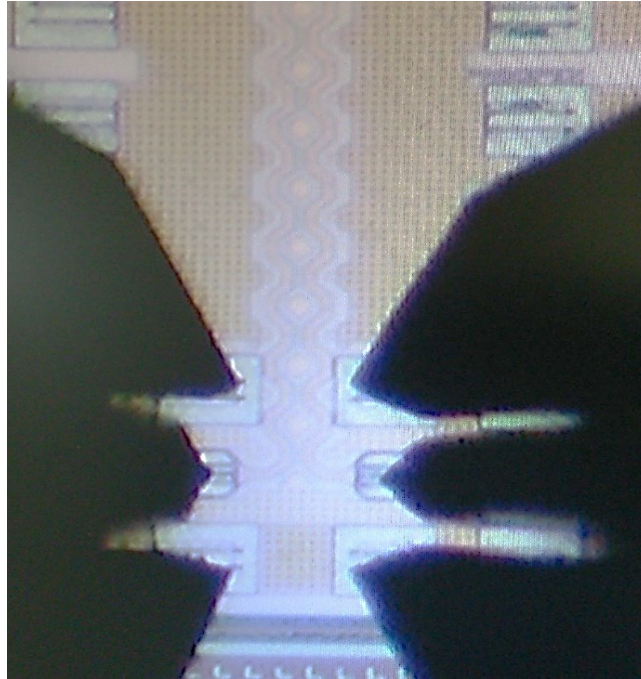


**Figure 75: Vue en perspective (à gauche) et en tranche (à droite) du prototype sur silicium en configuration coplanaire avec plan de masse**

La réalisation de ligne de transmission faible perte sur silicium est délicate. Le substrat de silicium n'est pas très résistif (environ  $15\Omega/\text{m}$ ). Des lignes coplaires ont donc un fort couplage avec le substrat et présentent donc beaucoup de pertes. D'un autre côté, les lignes microstrip sont isolées du substrat grâce à leur plan de masse, mais l'isolation entre deux lignes est moindre. Nous avons choisi d'opter pour une solution hybride, une ligne coplanaire avec un plan de masse. Cette structure est visible sur la Figure 75, à droite. Cette topologie a peu de pertes et une bonne isolation de ligne à ligne afin de réduire le phénomène d'auto-

couplage. Le standard LINE pour les applications 500GHz est visible à gauche sur la même figure.

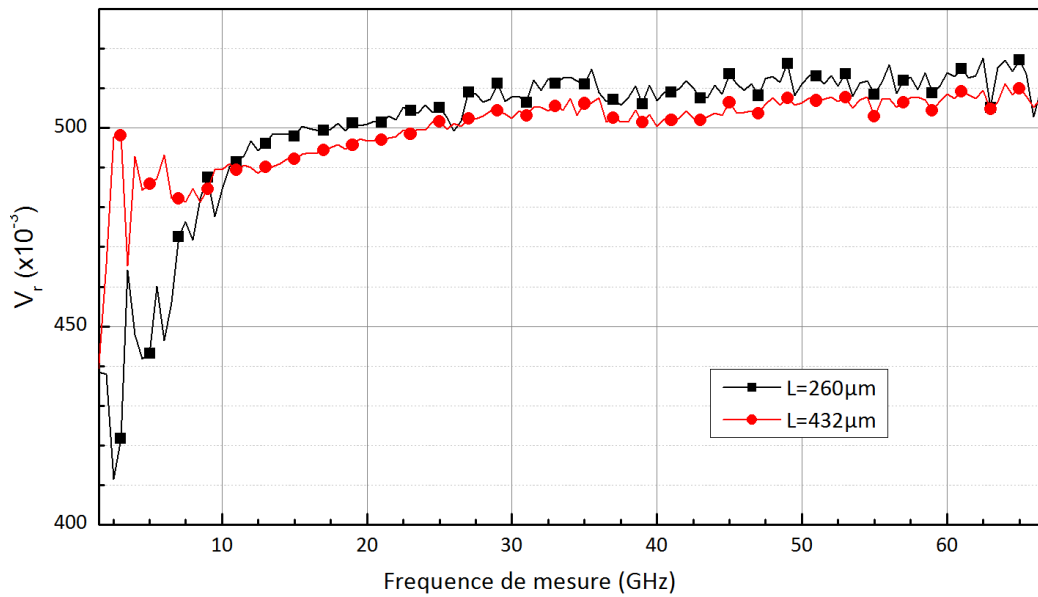
La Figure 76 présente la photographie d'un standard LINE long optimisé pour les mesures à 65GHz.



**Figure 76: Photographie de la ligne à méandres modifiée sur silicium**

La photographie montre que la ligne est correctement réalisée. Nous voyons aussi que les plots sont grands devant les dimensions de la ligne. Leur contribution n'est pas négligeable et doit être retirée grâce à un deembedding Pad-Open/Pad-Short.

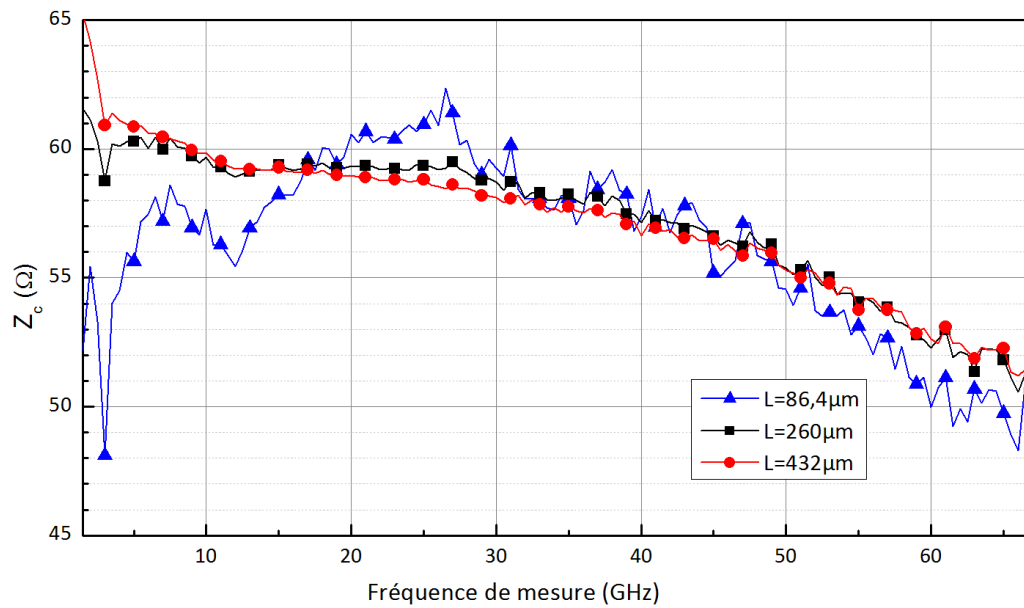
La Figure 77 présente la vitesse de propagation relative  $V_r$  calculée à partir des mesures des lignes de transmission du kit de calibrage à méandres. Elle a été calculée à partir l'équation III-34. La structure complète n'a pas pu être simulée car elle était trop complexe.



**Figure 77 : Vitesse de propagation relative extraite des lignes méandres en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

La vitesse de propagation est calculée à partir de la mesure de lignes de longueurs différentes, c'est pour cela que la ligne de longueur  $86,4\mu\text{m}$  n'apparaît pas sur la figure. Les vitesses de propagation sont très proches l'une de l'autre sur l'ensemble de la bande de fréquence. Aux fréquences inférieures à 8GHz, la qualité de la ligne devient moindre comme pour les kits des paragraphes précédents. Il est à noter que d'après la documentation fournie avec le kit de calibrage CSR-8, les lignes deviennent dispersives en dessous de 5GHz.

La Figure 78 présente l'impédance caractéristique des lignes de transmission du kit de calibrage à méandres. Elle a été calculée avec l'équation III-34.



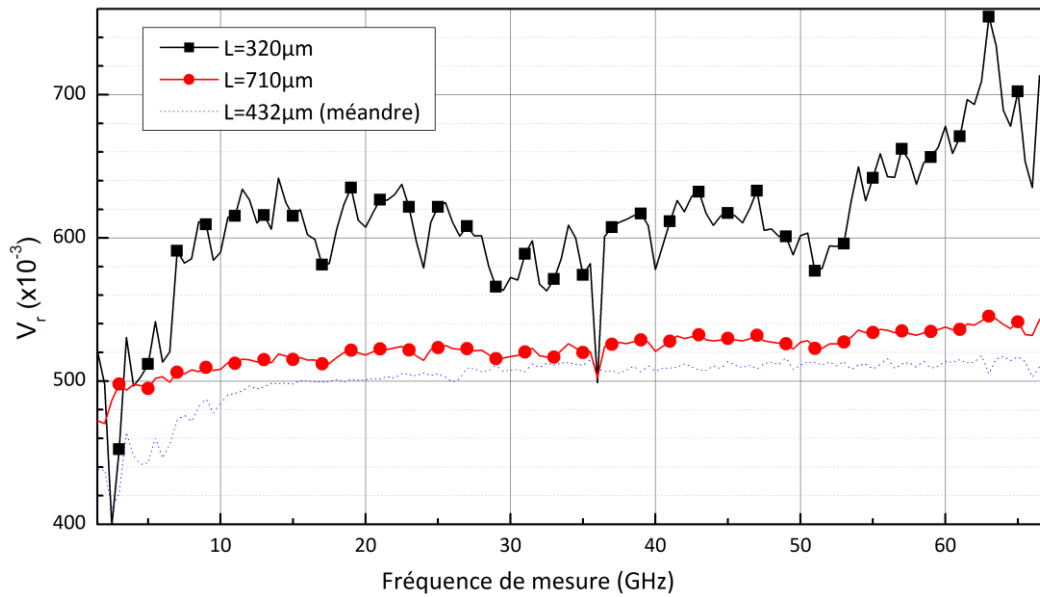
**Figure 78 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueur de ligne**

Les deux lignes les plus longues ont une impédance très proches l'une de l'autre relativement à la variation de celle-ci sur l'ensemble de la bande de fréquence. L'impédance caractéristique de la ligne la plus courte est plus éloignée, plus particulièrement pour des fréquences inférieures à 15GHz. Nous n'avons pas d'explications à ce phénomène. La variation globale de la résistance caractéristique est de  $14\Omega$  sur l'ensemble de la bande de fréquence pour la ligne la plus courte. Nous pouvons constater une décroissance de l'impédance caractéristique avec la fréquence. Cette décroissance est peut-être due à une capacité parasite résiduelle en parallèle de la ligne de transmission qui n'a pas été retirée par l'épluchage Pad-Open/Pad-Short.

### ***Ligne droite***

Un kit de calibrage on-wafer avec des lignes droites a été réalisé pour servir de référence. La topologie des lignes est la même que dans le paragraphe précédent.

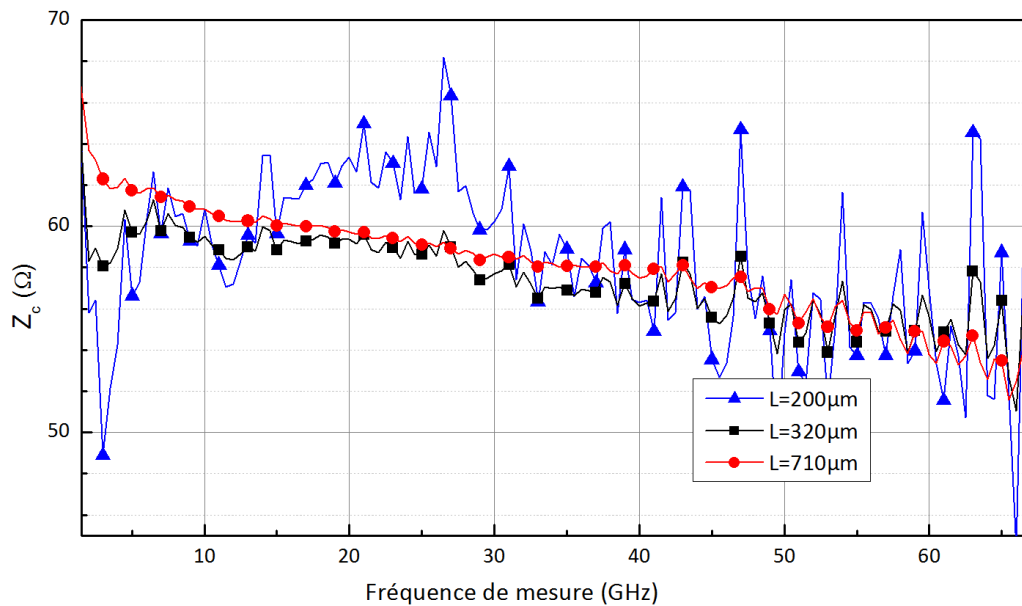
La Figure 79 présente la vitesse de propagation relative des lignes de transmission du kit de calibrage à lignes droites. Elle a été calculée avec l'équation III-34.



**Figure 79 : Vitesse de propagation relative extraite des lignes droites en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

Comme cela a été expliqué précédemment, la vitesse de propagation est calculée à partir de la mesure de lignes de longueurs différentes, c'est pour cela que la ligne de longueur 86,4μm n'apparaît pas sur la figure. La ligne la plus longue a une vitesse de propagation relative presque constante sur l'ensemble de la bande de fréquence. Sa valeur est proche de la valeur trouvée au paragraphe précédent (en pointillé bleu sur la figure). En revanche, le couplage plus important entraîne une augmentation de la vitesse de propagation de la ligne la plus courte pour les fréquences inférieures à 38GHz. Pour les fréquences supérieures, l'altération introduite par le déplacement de la pointe entraîne une augmentation de la valeur de la vitesse de propagation. Les deux courbes sont très éloignées l'une de l'autre, un calibrage avec ces lignes sera probablement peu précis.

La Figure 80 présente l'impédance caractéristique des lignes de transmission du kit de calibrage à lignes droites. Elle a été calculée avec l'équation III-34.



**Figure 80 : Impédance caractéristique des lignes de transmission en fonction de la fréquence de mesure et pour différentes longueurs de ligne**

En dessous de 15GHz, comme pour les lignes à méandres, un écart important est visible sur l'impédance caractéristique entre la ligne la plus courte (THROUGH) et les lignes les plus longues (LINE). Pour les fréquences les plus grandes, plus la longueur de la ligne est grande et moins la mesure est bruitée, car le couplage est plus important pour les lignes les plus courtes. La variation globale de l'impédance de la ligne la plus courte est de  $19\Omega$ , ce qui est plus important que la variation de la ligne à méandre.

### ***Bilan de la conception d'un kit de calibrage TRL sur silicium***

Le comportement du kit de calibrage est proche du comportement attendu. Les caractéristiques des lignes à méandres sont moins sensibles à la longueur de la ligne mesurée que les lignes droites classiques. Les caractéristiques présentées dans ce paragraphe semblent suffisantes pour réaliser un calibrage TRL précis.

#### ***3.c) Calcul de paramètre d'un transistor bipolaire***

Afin d'évaluer la précision d'un calibrage TRL utilisant des lignes à méandres, nous avons réalisé la mesure d'un transistor bipolaire à hétérojonction de la technologie 160nm d'Infineon. La longueur de doigt du transistor est de  $5\mu\text{m}$ . Le VNA Rohde&Schwarz utilise deux sources RF pour chaque port. Le chemin RF est donc différent entre le sens direct (parcours du port 1 au port 2) et le sens inverse (parcours du port 2 au port 1). Nous ne pouvons donc pas utiliser directement le calibrage TRL car le modèle de celui-ci suppose un chemin RF identique dans le sens « direct » et dans le sens « indirect ». Nous appliquons donc un calibrage de l'appareil en deux étapes. Dans un premier temps, nous réalisons un calibrage SOLT sur un kit de calibrage ISS externe. Ceci permet de corriger les asymétries du commutateur interne. Dans un second temps, trois méthodes de calcul différentes sont utilisées et comparées :

- un épluchage PO/PS (Pad-Open/Pad-Short). C'est la méthode la plus répandue actuellement.
- un calibrage TRL sur galette de silicium utilisant des lignes de transmission rectilignes. Il est appelé calibrage TRL standard dans la suite du document.
- un calibrage TRL sur galette de silicium avec les nouvelles lignes de transmission courbées. Il est appelé TRL à méandres dans la suite du document.

En théorie, les trois méthodes doivent donner des résultats identiques. En effet, le plan de référence défini par ces méthodes est le même : les plots de contacts du transistor. L'utilisation d'un calibrage SOLT avant d'appliquer ces trois méthodes permet d'avoir un plan de référence identique pour chaque procédure. Nous évaluons ainsi les performances de chaque méthode dans des conditions rigoureusement identiques.

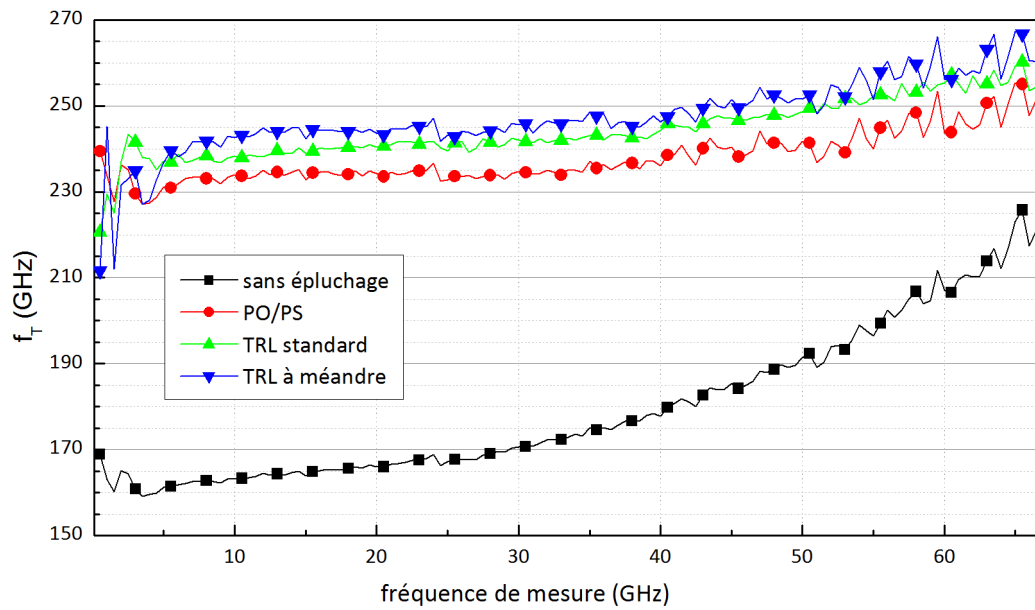
### 3.c.1) Comparaison du calcul de la fréquence de transition ( $f_T$ )

La fréquence de transition est un indicateur de performance très utilisé dans l'industrie pour comparer les performances de différentes technologies. Elle représente la fréquence à partir de laquelle le transistor n'a plus de gain (gain nul en dB). Elle peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$f_T = \frac{f}{\Im(H_{21})} \quad \text{III-35}$$

Avec  $f$ , la fréquence de mesure et  $H_{21}$ , le paramètre 21 de la matrice hybride (paramètres H) calculée à partir de la mesure des paramètres S.

Pour chaque méthode, les caractéristiques AC d'un transistor ont été mesurées et la fréquence de transition  $f_T$  a été extraite (voir équation III-35). La figure ci-dessous présente la fréquence de transition en GHz pour une tension base-émetteur de 900mV, proche du maximum de  $f_T$ , et pour une tension collecteur-base  $V_{CB}$  de 0V, en fonction de la fréquence de mesure.

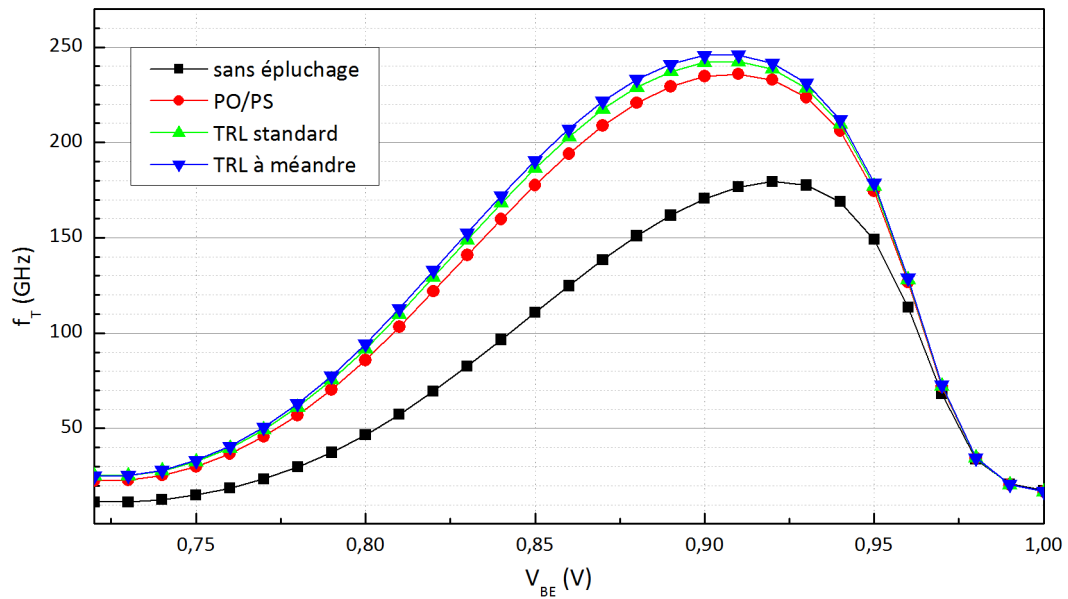


**Figure 81: Fréquence de coupure ( $f_T$ ) du transistor en fonction de la fréquence de mesure pour les méthodes PO/PS, TRL standard, TRL à méandres et « non épluché »**

Sur cette figure, l'influence du plot RF sur les performances du transistor est très importante. Nous pouvons remarquer que la fréquence de transition croît régulièrement avec la fréquence, ceci est principalement dû à la contribution de la ligne d'accès et de la pile de métaux. La correction de cette contribution parasite sera développée dans le chapitre suivant (Chapitre IV « Méthode d'épluchage »). Les deux méthodes de calibrage TRL donnent des résultats similaires et supérieurs à la méthode d'épluchage Pad-Open/Pad-Short.

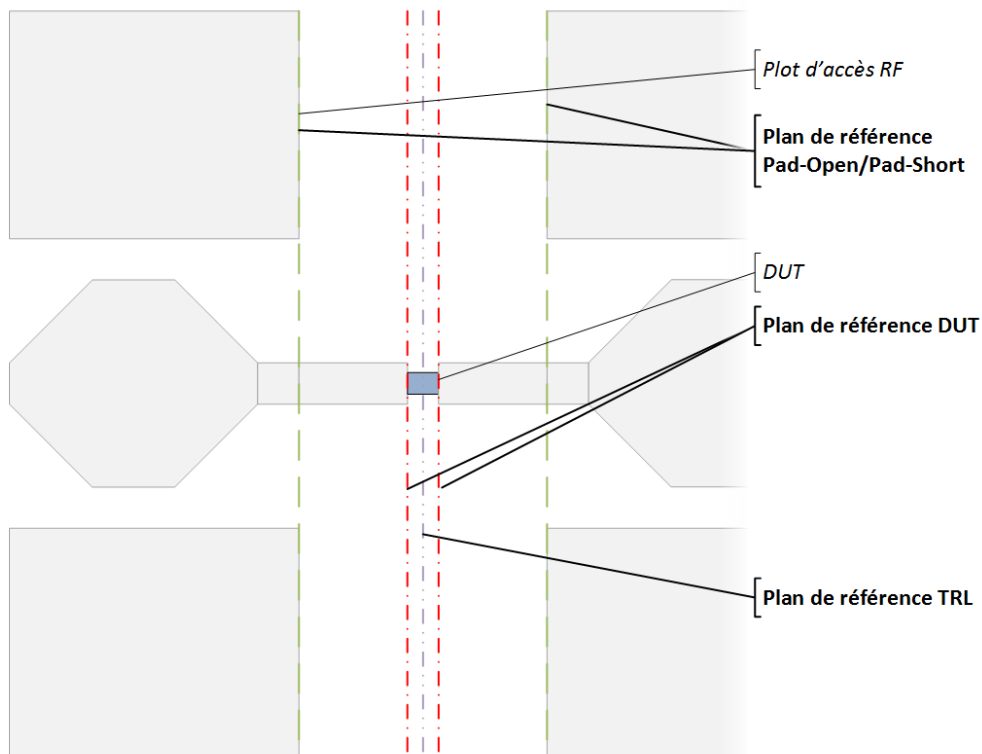


Sur la figure suivante, la fréquence de transition est tracée en fonction de tension base-émetteur pour une fréquence de mesure de 30GHz. A cette fréquence, la TRL classique est encore précise.



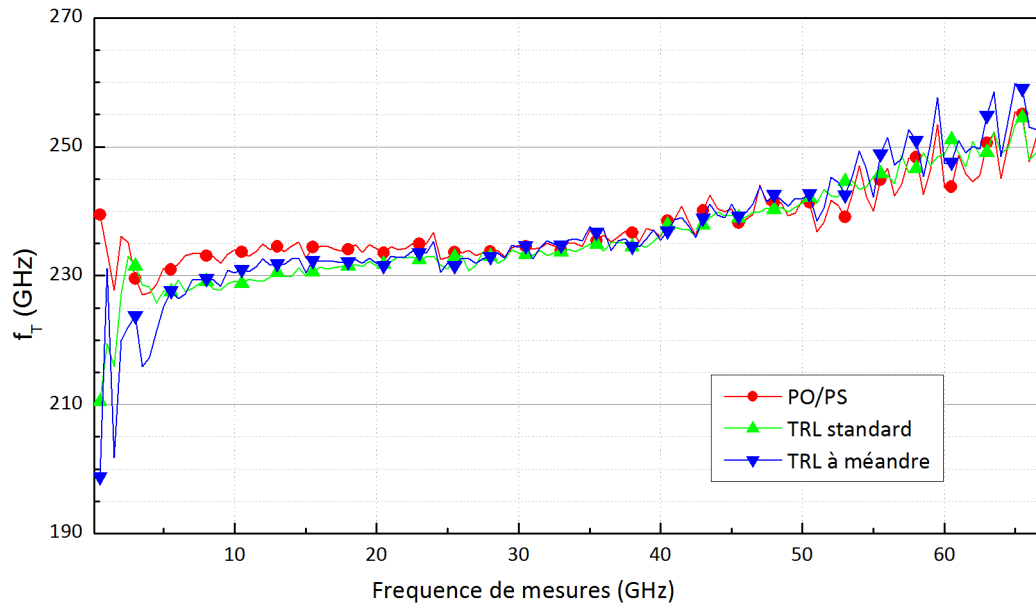
**Figure 82:  $f_T$  du transistor obtenue avec les trois méthodes d'extraction en fonction de la tension base-émetteur pour un deembedding Open-Short, un calibrage TRL standard et un calibrage TRL à méandres et sans épluchage ( $V_{CB}=0V$ )**

Encore une fois, nous observons que les deux méthodes de calibrage TRL donnent des résultats proches et qui sont légèrement supérieurs à la méthode Pad-Open/Pad-Short. Ceci est dû au fait que le plan de référence n'est pas exactement au même endroit pour les calibrages TRL et pour l'épluchage Pad-Open/Pad-Short comme le présente la Figure 83.

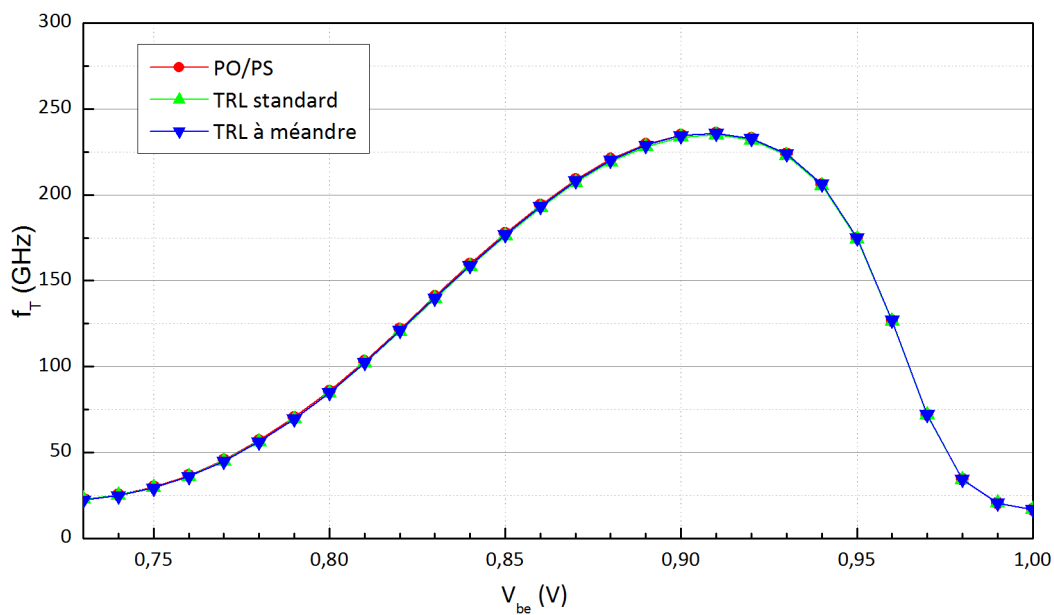


**Figure 83 : Présentation des plans de référence de la mesure en fonction de la méthode d'extraction utilisée**

Le plan de référence est au début de la ligne d'accès, juste après la fin du plot quand on applique le deembedding Pad-Open/Pad-Short (Plan de référence Pad-Open/Pad-Short sur la figure). Il est au milieu du THROUGH, c'est-à-dire un peu *après* la fin de la ligne d'accès, pour les calibrages TRL sur galette (Plan de référence TRL sur la figure). Il faut également noter que le THROUGH à méandres est plus long que le THROUGH standard, à cause des quatre virages ( $86,4\mu\text{m}$  contre  $60\mu\text{m}$ ). Les deux méthodes retirent la contribution de la ligne d'accès, voir surestiment cette contribution, ce qui explique des résultats supérieurs à la méthode Pad-Open/Pad-Short. Nous avons donc effectué un déplacement du plan de référence des méthodes TRL jusqu'au plan de référence Pad-Open/Pad-Short grâce à la méthode décrite dans le Chapitre III.C.4 « Déplacement du plan de référence ». Ceci améliore le résultat final (voir Figure 84 et Figure 85). Un tel déplacement n'est pas réalisable avec la méthode Pad-Open/Pad-Short (PO/PS).



**Figure 84 :  $f_T$  du transistor standard en fonction de la fréquence de mesure pour les 3 méthodes à l'étude avec modification du plan de référence**



**Figure 85 :  $f_T$  du transistor en fonction de la tension base-émetteur pour les trois méthodes à l'étude avec modification du plan de référence**

Les performances de la TRL classique et de la TRL à ligne à méandres sont comparables à la technique de deembedding utilisée majoritairement dans une large gamme de fréquence (de 5 à 50GHz) et dans une large gamme de polarisation (0,75 à 1V). Le fonctionnement du calibrage TRL à méandres est donc validé pour le calcul de la fréquence de transition.

### 3.c.2) Comparaison du calcul de la fréquence maximale d'oscillation ( $f_{max}$ )

Un second paramètre est très souvent utilisé pour caractériser les performances d'un transistor. Il s'agit de la fréquence maximale d'oscillation. Une description détaillée de sa

définition est proposée dans le Chapitre IV.E.2.a) « Comparaison  $f_T$  et  $f_{MAX}$  » dédié à l'épluchage du transistor.

La fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$  est définie à partir du gain en puissance unilatéral ou gain de Mason U. Sa définition est donnée par III-36.

$$U = \frac{|Y_{21} - Y_{12}|^2}{4(\Re[Y_{11}]\Re[Y_{22}] - \Re[Y_{12}]\Re[Y_{21}])} \quad \text{III-36}$$

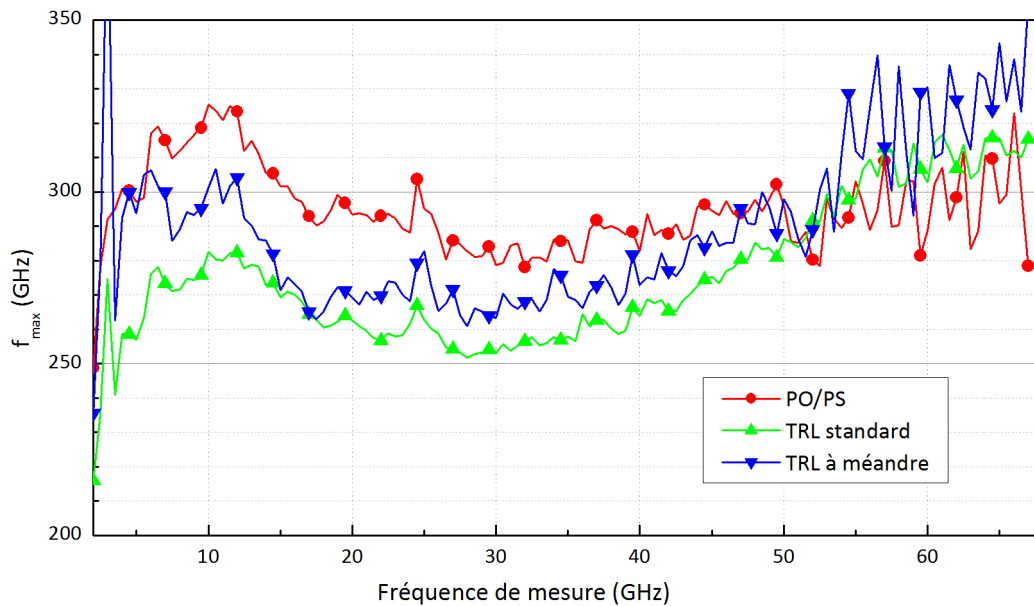
Avec,  $Y_{ij}$  les paramètres Y, obtenus à partir de la mesure des paramètres S.

Rigoureusement,  $f_{max}$  est définie comme la fréquence pour laquelle le gain de Mason devient unitaire. Cette définition ne permet qu'un point de calcul. Si l'on considère que le gain de Mason décroît de -20dB par décade à partir d'une certaine fréquence, alors il est possible de calculer la  $f_{max}$  pour un ensemble de points de fréquence grâce à l'équation III-37.

$$f_{max} = \sqrt{U} * f \quad \text{III-37}$$

Avec f la fréquence de mesure.

Nous allons maintenant comparer les résultats du calcul de la  $f_{max}$  obtenus à partir des différentes méthodes de calcul décrites plus haut. La Figure 86 présente la  $f_{max}$  calculée à partir du résultat des trois méthodes de calibrage et épluchage étudiées. Le point de polarisation choisi est proche du maximum de  $f_{max}$  :  $V_{BE}=0,9V$ . Le plan de référence des calibrages TRL est placé au même niveau que celui de la méthode PO/PS.



**Figure 86 :  $f_{max}$  en fonction de la fréquence de mesure pour un épluchage classique, un calibrage TRL sur wafer classique et un calibrage TRL sur wafer à méandres**

Sur l'ensemble de la bande de mesure, les trois méthodes donnent des résultats relativement proches. La mesure de la  $f_{max}$  est réputée très sensible au bruit. Le calibrage TRL standard est moins bruité que les autres mesures dans cette bande de fréquence. Nous

pouvons remarquer que la méthode TRL à méandres est plus proche que la méthode TRL standard de la valeur de référence.

### 3.d) Conclusion

Après avoir constaté que le déplacement des pointes lors du calibrage TRL entraîne une perte de précision sur la mesure finale au-delà de 40GHz, nous avons proposé une modification des standards de calibrage. Nous avons ensuite montré que les caractéristiques électriques de ces standards étaient moins sensibles à la variation de longueur. Nous avons ensuite appliqué cette méthode de calibrage pour extraire la fréquence de transition et la fréquence d'oscillation maximale d'un transistor. Jusqu'à 50GHz, les résultats de la TRL à méandres sont comparables à la TRL standard et à la méthode de deembedding Pad-Open/Pad-Short pour le calcul de la  $f_T$ . Ils sont meilleurs que la méthode TRL standard pour le calcul de la  $f_{MAX}$ .

## 4. Amélioration des structures réflectives : Déplacement du plan de référence

### 4.a) Optimisation du standard SHORT

D'après la démonstration de la méthode TRL (voir Annexe A : Démonstration TRL), le THROUGH est une ligne de longueur nulle. Ceci signifie que le plan de référence durant le calibrage est au milieu de la THROUGH et c'est dans ce plan que le REFLECT doit avoir un comportement réflectif pur (OPEN ou SHORT). Il faut donc que le court-circuit ou le circuit ouvert soit placé après une longueur de ligne égale à la moitié de celle du THROUGH. En effet, d'après (Spirito 2014), un mauvais placement de l'impédance (court-circuit ou circuit ouvert) peut entraîner une erreur lors de la sélection du signe de  $S_{22}^A$  (voir Annexe A : Démonstration TRL).

$$S_{22}^A = \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^{mR} - S_{11}^A)(S_{11}^{mT} - S_{11}^A)(S_{22}^{mR} + b_2)}{(S_{11}^{mR} - a_2)(S_{22}^{mT} - a_2)(S_{22}^{mR} - S_{22}^B)}} \quad \text{III-38}$$

Le choix du signe se fait en fonction du standard REFLECT choisi. Dans le cas d'un OPEN,  $\Gamma$  est négatif, dans le cas d'un SHORT,  $\Gamma$  est positif. Or,

$$\Gamma = \frac{1}{S_{22}^A} \frac{(S_{11}^{mR} - S_{11}^A)}{(S_{11}^{mR} - a_2)} \quad \text{III-39}$$

Nous pouvons donc choisir le signe de  $S_{22}^A$  grâce à l'équation III-39. Dans le cas où l'impédance n'est pas placée au milieu de la THROUGH mais aux bouts des pointes, le coefficient de réflexion théorique devient :

$$\Gamma' = \Gamma e^{\gamma l} \quad \text{III-40}$$

Avec,  $\gamma$  la constante de propagation,  $l$  la longueur du THROUGH et  $\Gamma$  le coefficient de réflexion du REFLECT théorique « bien placé ». L'erreur de signe est introduite quand  $e^{\gamma l}$  est négatif. Soit,

$$0 < \beta l < 2\pi \quad \text{III-41}$$

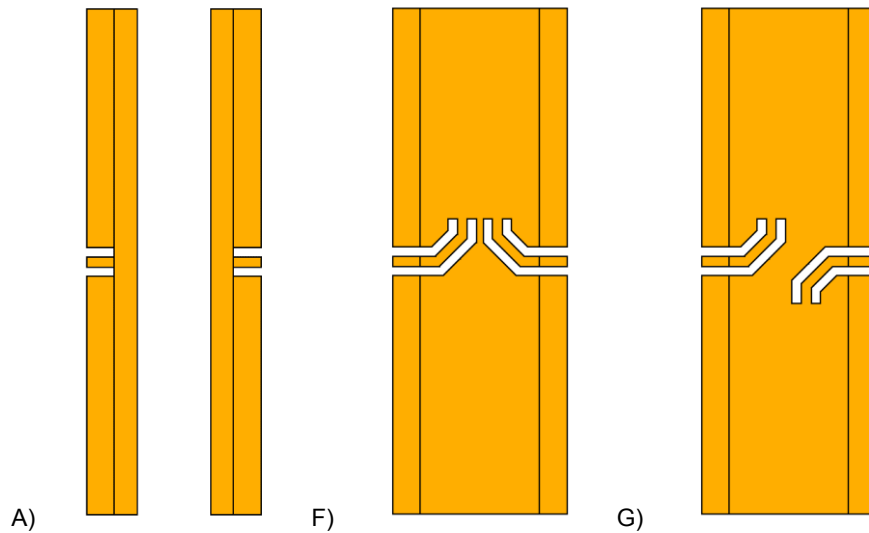
Avec  $\beta$  la partie imaginaire de la constante de propagation et  $l$  la longueur du THROUGH. En utilisant l'équation III-11, on obtient :

$$0 < f < \frac{\pi}{2l} v_r c_0 \quad \text{III-42}$$

Avec,  $f$  la fréquence de mesure,  $l$  la longueur de la THROUGH,  $v_r$  la vitesse de propagation relative et  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide. Cette formule nous donne une fréquence maximale de fonctionnement de la TRL avec un REFLECT « mal placé ». Le tableau ci-dessous donne les fréquences limites de fonctionnement pour les différents kits de calibrage réalisés au laboratoire.

Kit TRL	$v_r$	$l$ ( $\mu\text{m}$ )	$f_{\text{lim}}$ (GHz)
<b>Alumine : Ligne droite</b>	0,43	120	1700
<b>Alumine : Ligne méandres (pitch : 130<math>\mu\text{m}</math>)</b>	0,43	172,8	1200
<b>Alumine : Ligne méandres (pitch : 800<math>\mu\text{m}</math>)</b>	0,43	804	250
<b>Silicium : Ligne droite</b>	0,5	120	2000
<b>Silicium : Ligne à méandres</b>	0,5	172,8	1400

L'ensemble des kits réalisés ne produisent pas d'erreur de phase. Il est à noter que le kit réalisé sur alumine avec un pitch de 800 $\mu\text{m}$  ne pourra pas être utilisé avec le banc de mesure 140GHz-500GHz car la fréquence limite d'utilisation de ce kit est de 250GHz. De même, l'utilisation de matériaux avec une forte permittivité relative (comme c'est le cas dans la publication de (Spirito 2014)) réduit fortement la vitesse relative et par conséquent la fréquence limite d'utilisation. Pour pallier ce problème, il faut placer l'impédance dans le plan de référence de la TRL (au milieu du THROUGH). Ceci est impossible avec des structures standards, mais notre conception en module nous le permet. Avec deux motifs de base, nous pouvons placer le short dans le même plan de référence que celui de la TRL comme illustré sur la Figure 87.

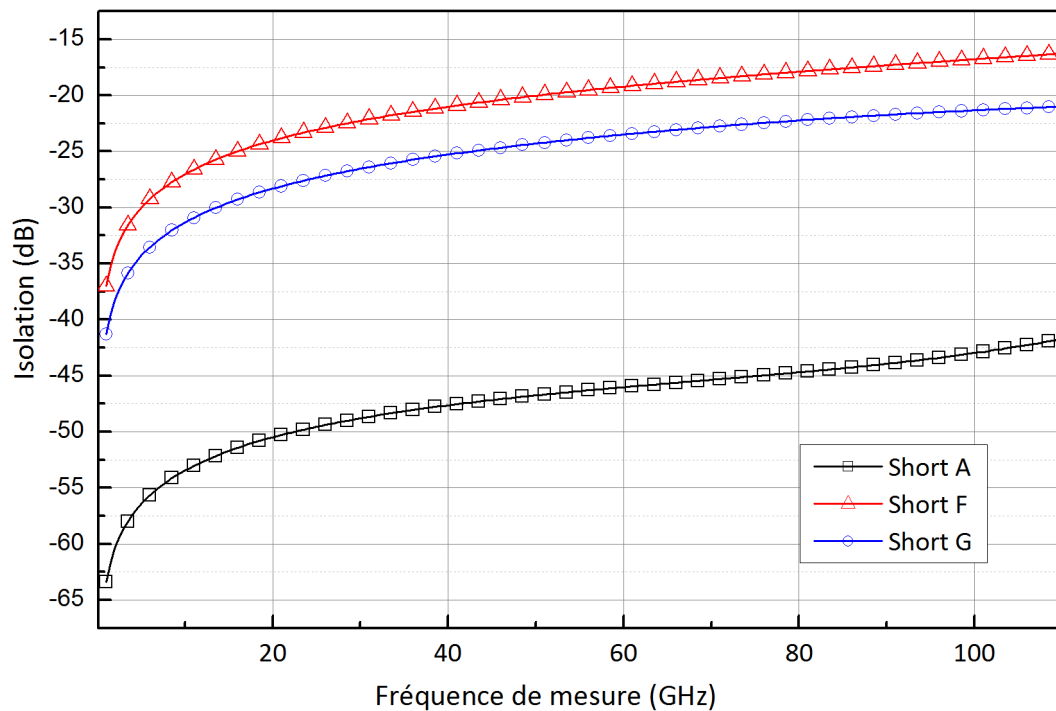


**Figure 87 : Vue de dessus du standard SHORT classique A) et proposition de SHORT sur le plan de référence symétrique en F) et couplage réduit en G)**

La structure A est la structure SHORT utilisée sur le kit de calibrage ISS. Pour augmenter la précision des simulations EM, le demi-plot sous la pointe a été remplacé par une ligne d'accès qui est épluchée par le logiciel de simulation électromagnétique (HFSS). Ainsi, il n'y a pas de discontinuité à proximité d'un port. Ceci permet aussi d'éviter d'avoir recours à la simulation de deux pointes de mesures. Ainsi, nous avons le couplage de la structure sans le couplage introduit par les pointes. De plus, les pointes de mesures, qui sont d'un ordre de grandeur supérieure aux dimensions des structures, imposent un maillage plus lâche et donc une simulation plus longue et moins précise. Cette remarque est générale et s'applique aux autres structures.

Les structures F et G sont composées de deux motifs de base (voir Figure 71 A)) terminées par un court-circuit. La structure F favorise la symétrie de la structure. La structure G favorise l'isolation entre les ports.

La Figure 88 présente le coefficient de transmission ( $S_{21}$ ) des structures A, F et G obtenu grâce au simulateur électromagnétique HFSS.

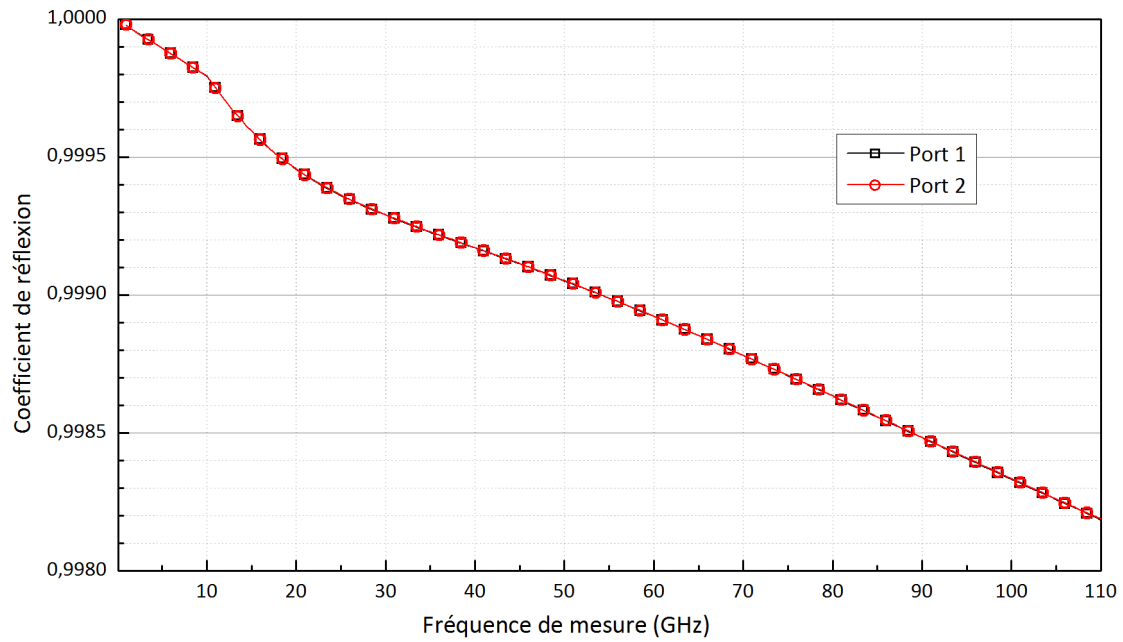


**Figure 88 : Coefficients de transmission simulés des structures A, F, et G**

Comme attendu, la structure G a une transmission plus faible et donc une isolation plus grande que la structure F car les courts-circuits sont plus éloignés sur la structure G. En revanche, les deux structures ont une transmission beaucoup plus élevée que la structure de référence A. Ceci ne pose cependant pas de problème particulier pour le calibrage.

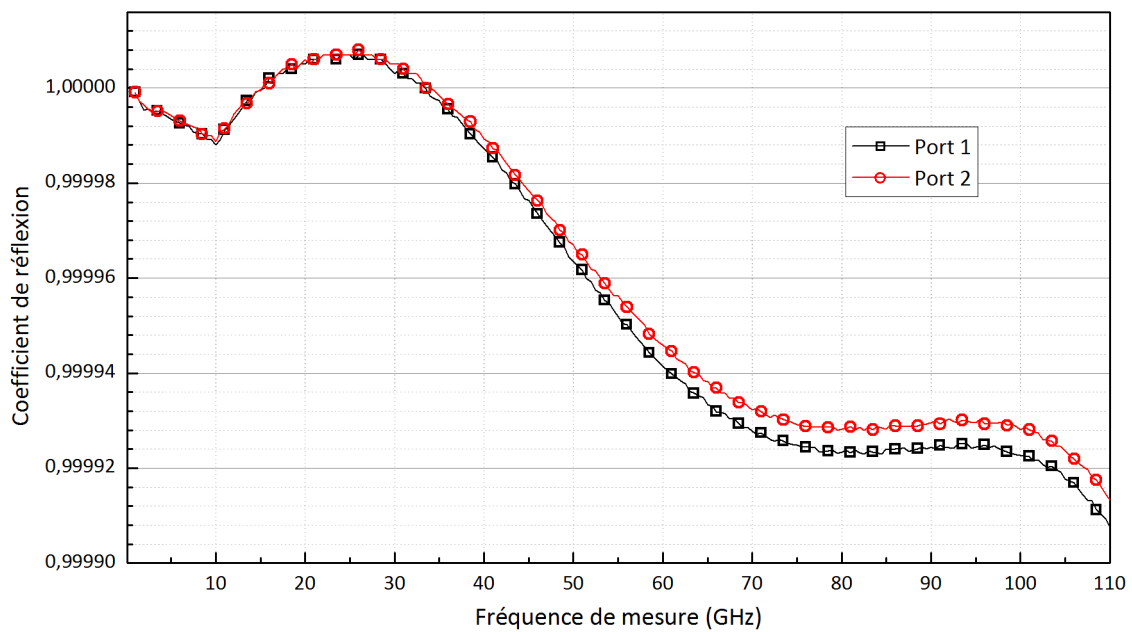
Il est en revanche nécessaire que le coefficient de réflexion du port 1 et du port 2 du REFLECT soit identique. En effet, c'est une des hypothèses de la TRL (voir Annexe A : Démonstration TRL) nécessaire au calcul des termes d'erreur. La Figure 89 et la Figure 90 présentent le coefficient de réflexion de chaque port des structures F et G.





**Figure 89 : Coefficient de réflexion (échelle linéaire) des deux ports de la structure F**

Sur cette figure, nous pouvons constater que les deux courbes sont parfaitement superposées sur l'ensemble de la bande de simulation. Il est donc possible de réaliser un calibrage avec cette structure.



**Figure 90 : Coefficient de réflexion (échelle linéaire) des deux ports de la structure G**

Sur cette figure, un écart croissant est notable entre le comportement du port 1 et le comportement du port 2. L'écart reste faible mais, il faudra être vigilant lors de l'utilisation de ce standard dans le cadre d'un calibrage TRL.

#### 4.b) Conclusion sur l'amélioration des structures réfléchives

Les standards modifiés permettent de placer l'impédance choisie au niveau du plan de référence de la TRL et non plus au bout des pointes. Ceci évite les erreurs lors de la sélection de la racine de l'équation. Une implémentation de ces structures a été réalisée avec la technologie B11HFC de Infineon. Le circuit n'était pas revenu au moment de la rédaction. Il n'y a donc pas de mesure comparative de la précision du calibrage avec ces structures modifiées et les structures de calibrage classiques.

### 5. Conclusion sur l'amélioration des standards TRL

Dans ce chapitre, nous avons vu que le déplacement des pointes de mesures durant le calibrage TRL détériore la précision de celui-ci notamment pour des fréquences supérieures à 40GHz. Nous avons proposé de modifier la forme des lignes pour supprimer le déplacement de la pointe de mesures. Plusieurs réalisations de construction de ligne à méandres ont été testées. Les caractéristiques électriques des lignes à méandres sont moins dépendantes de la longueur des lignes. Nous avons ensuite proposé plusieurs modifications des standards réfléchifs. Grâce à la construction modulaire des nouveaux standards TRL, il est possible de placer le standard réfléchif dans le plan de référence théorique de la TRL (au milieu du standard THROUGH). Les structures ont été dessinées dans la technologie B11HFC de Infineon, mais elles n'ont pas été caractérisées car le circuit n'a pas été fondu à l'heure de la rédaction de cette thèse.

## E. Conclusion sur le calibrage des appareils de mesure

Dans une première partie, un état de l'art des différentes méthodes de calibrage a été réalisé dans ce chapitre. Il a permis de choisir la méthode de calibrage la plus adaptée à la réalisation d'un calibrage sur galette de silicium et pour des mesures dans la gamme EHF et terahertz. La méthode de calibrage TRL a été préférée aux autres méthodes. Cette méthode a cependant plusieurs inconvénients :

- Un modèle d'erreur à 8 termes trop simple pour une utilisation EHF
- Des standards de largeurs différentes qui nécessitent une manipulation des pointes
- Une bande passante limitée

Dans une deuxième partie, différentes améliorations ont été proposées. Elles ont permis de corriger certains des défauts de la TRL. Nous avons réussi à élargir la bande de validité de la TRL. Nous avons aussi modifié le plan de référence de la TRL afin de le placer au plus près des ports du DUT. Il est aussi possible d'améliorer le modèle d'erreur de la TRL afin de l'approcher du modèle de la SOLT plus proche des erreurs « physiques » du VNA. Nous avons dû introduire une hypothèse sur le comportement de l'impédance de référence (nous avons supposé que le comportement de celle-ci était proche du comportement d'une

résistance idéale), mais ceci permet d'augmenter la précision et la bande de validité du calibrage.

Dans une dernière partie, nous avons vu que le déplacement des pointes de mesures durant le calibrage TRL détériore la précision de celui-ci notamment pour des fréquences supérieures à 40GHz. Nous avons proposé de modifier la forme des lignes pour supprimer le déplacement de la pointe de mesures. Plusieurs réalisations de construction de ligne à méandres ont été testées. Les caractéristiques électriques des lignes à méandres sont moins dépendantes de la longueur des lignes. Nous avons ensuite proposé plusieurs modifications des standards réfléchissants, afin d'augmenter l'isolation. Finalement, grâce à la construction modulaire des nouveaux standards TRL, il est possible de placer le standard réfléchissant dans le plan de référence théorique de la TRL (au milieu du standard THROUGH). Les structures ont été dessinées dans la technologie B11HFC de Infineon et seront caractérisées quand le circuit sera fondu.

## CHAPITRE IV. METHODE D'EPLUCHAGE

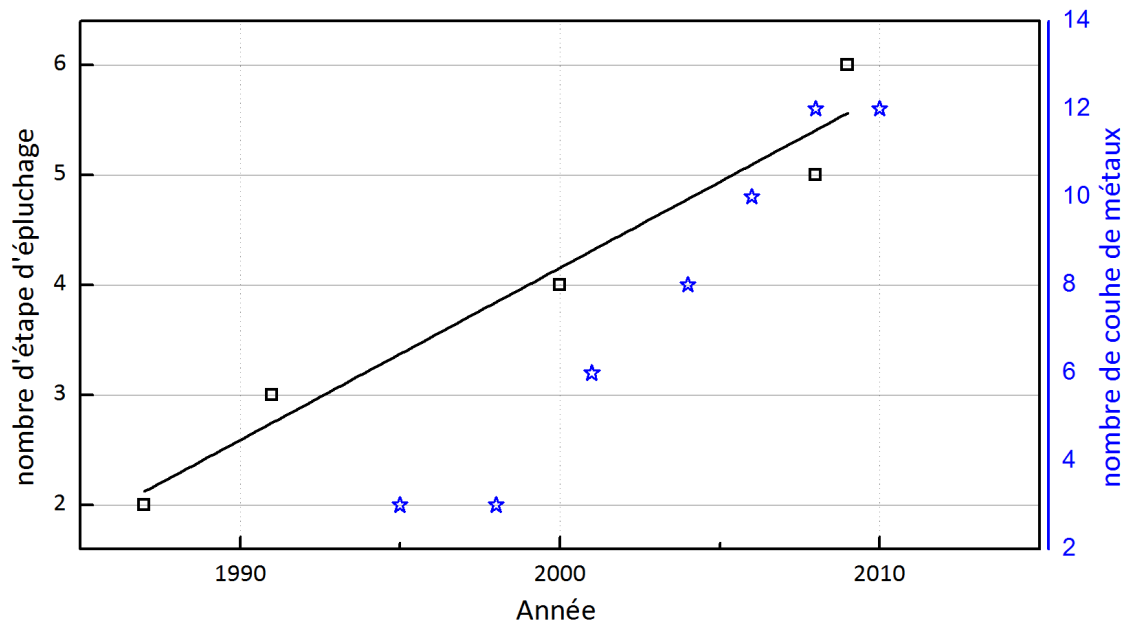
---

### A. Introduction aux méthodes d'épluchages

Dans les chapitres précédents, nous avons d'abord étudié et optimisé les options du VNA afin d'améliorer la précision de la mesure brute. Nous avons ensuite choisi parmi les différentes méthodes de calibrage celle qui est la plus adaptée au calibrage sur puce (à savoir la TRL) et nous avons amélioré le modèle d'erreur ainsi que le dessin des standards de référence. Le plan de mesure est maintenant défini avec précision à l'extrémité des pointes de mesures radiofréquences et millimétriques. Il est maintenant nécessaire d'évaluer et de supprimer la contribution du Back End Of Line (BEOL, ensemble des couches de métal permettant l'interconnexion des transistors, la réalisation des composants passifs et la création de plots de mesure et connexion). Pour cela, il faut réaliser une étape appelée épluchage (ou *deembedding* en anglais). Après avoir présenté les deux principales méthodes d'épluchage, nous allons décrire et comparer à l'état de l'art une méthode d'épluchage plus directe et plus précise développée durant ces travaux de thèse.

### B. Méthode Pad-Open/Complete-Short

Dans le cadre de la mesure sous pointe de composants intégrés, il est impossible de mesurer le composant seul. La mesure se fait au niveau des pointes de mesures et comprend l'ensemble du Back End Of Line. L'épluchage (ou *deembedding* en anglais) consiste à estimer et retirer la contribution du BEOL. Ceci revient à modifier par le calcul le plan de référence de mesure de la pointe de mesures jusqu'au composant intrinsèque à caractériser. La première méthode, développée par R. F. Bauer et al. en 1974 (Bauer et Penfield 1974)(Bauer et Penfield 1974) repose sur l'utilisation de 3 impédances de référence de valeur connue et un modèle d'erreur en pi. Elle fonctionne pour des mesures avec un seul port. En 1987, P.J. van Wijnen et al. (van Wijnen, Claesson, et Wolsheimer 1987) propose un épluchage en deux étapes (Open-Short) pour des mesures deux ports. La procédure d'épluchage se complexifie pour composer avec un BEOL de plus en plus complexe (voir Figure 91). Le nombre d'étape passe à 3 (Cho et Burk 1991) en 1991, 4 (Kolding 2000) en 2000, puis 5 étapes (Probes-Short, Pad-Open, Pad-Short, Line, Complete-Short) (Derrier, Rumiantsev, et Celi 2012) en 2008 qui permettent d'estimer séparément la résistance de contact, le comportement du plot RF, le comportement de la ligne d'accès et le comportement de la pile de métaux connectant le transistor. L'ajout d'un standard Complete-Open permet finalement de retirer la contribution capacitive de la pile de métaux (Raya et Ardouin 2013). L'évolution du nombre d'étapes est présentée en Figure 91.



**Figure 91 : Évolution du nombre d'étapes nécessaires à un épluchage précis et évolution du BEOL (Andrej Rumiantsev 2015)**

Ces procédures d'épluchage supposent que les éléments des circuits équivalent des standards d'épluchage soient localisés. Le modèle utilisé est de plus en plus complexe (voir Figure 92 et Figure 93)

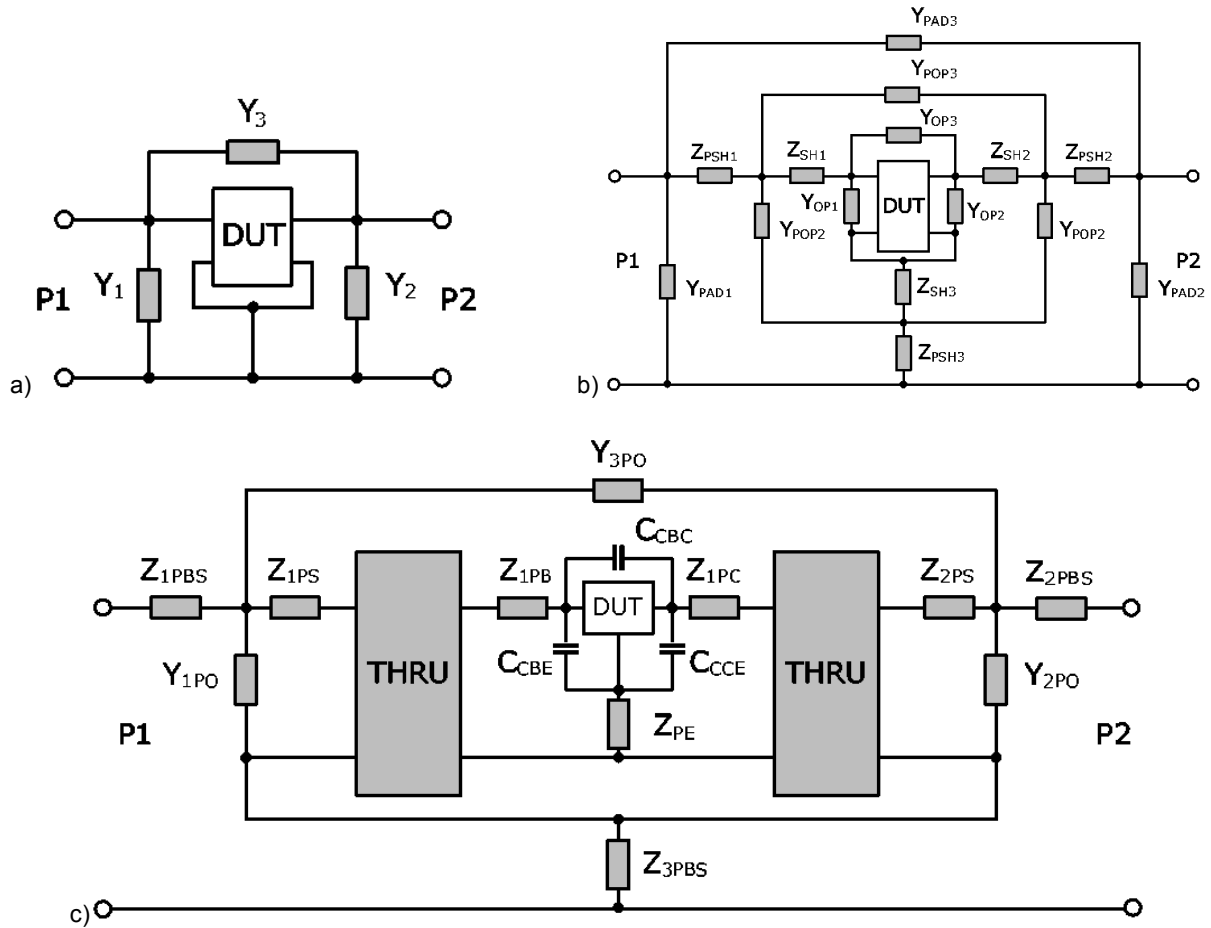


Figure 92 : Schéma équivalent des parasites du BEOL pour différentes méthodes d'épluchage : a) 1 étape, b) 5 étapes et c) extensible 6 étapes (schéma de (Andrej Rumiantsev 2015))

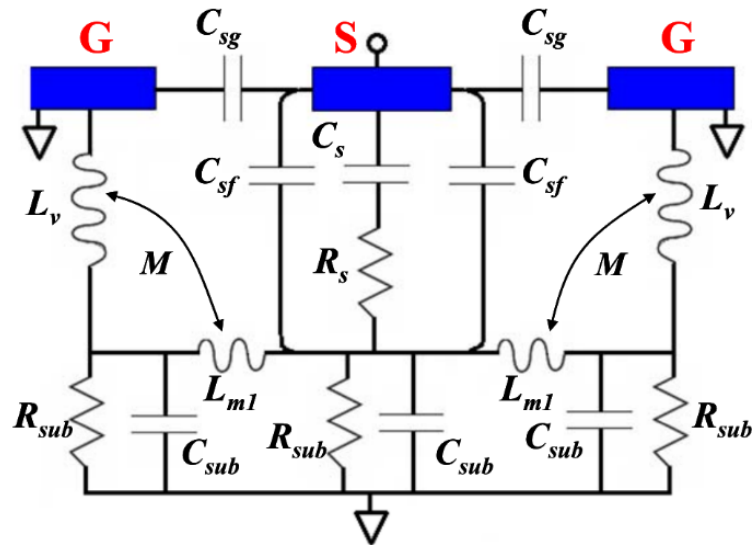


Figure 93 : Modèle d'une structure de plot GSG (Ground-Signal-Ground) de 1GHz à 220GHz (Schéma J. Liu (Liu, Yu, et Sun 2014))

Pour des fréquences plus élevées, la ligne d'accès ne peut plus être considérée comme un élément localisé et les effets distribués doivent être pris en compte. Pour ce faire, Raya et

al. (Bazzi 2008) (Raya 2008) proposent d'utiliser la ligne de transmission (et son jeu de standards d'épluchage dédiés: Probes-Short, Pad-Short, Pad-Open) comme un élément distribué et non plus comme une matrice en pi d'inductances (voir Figure 92-c). La contribution de la ligne d'accès est retirée en utilisant des matrices de transfert.

En première approximation, la fréquence à partir de laquelle la ligne ne doit plus être considérée comme un élément localisé est donnée par la relation suivante :

$$f > c_0 / (20 \cdot l \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}) \quad \text{IV-1}$$

Avec,  $f$  la fréquence de mesure,  $l$  la longueur de la ligne,  $c_0$  la vitesse de la lumière et  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  la permittivité relative du diélectrique. Dans notre cas, la ligne devient distribuée pour des fréquences supérieures à 120GHz. Ce n'est donc pas une préoccupation pour les mesures limitées à 67GHz. Il est à noter que cette méthode utilise 6 standards et demande beaucoup de temps. De plus, le nombre important de structures de test utilise une grande surface de silicium et donc entraîne des coûts importants. Pour aller encore plus loin, plus les standards sont nombreux et plus la mesure est bruitée à cause des erreurs de répétabilité du contact. Les étapes sont basées sur une soustraction matricielle. Cette soustraction a tendance à augmenter le bruit dans le résultat final. Enfin, l'utilisation de structures d'épluchage Complete-Open (CO) risque de sur-éplucher le DUT à cause de petits composants parasites qui sont présents dans la structure CO, mais pas dans le DUT (par exemple la capacité entre le métal 1 et le substrat). La Figure 94 présente une vue en coupe de la structure d'épluchage CO.

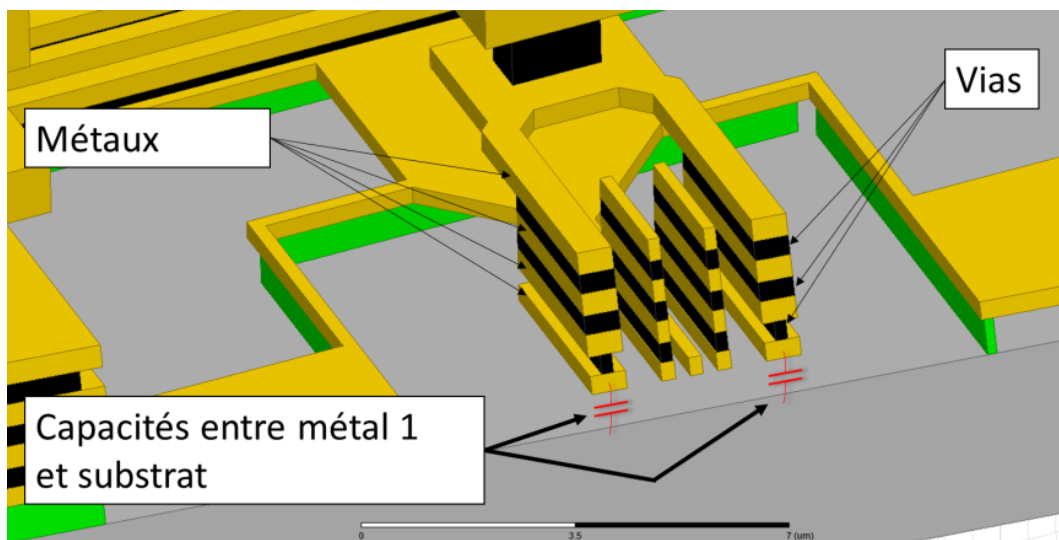


Figure 94 : Vue en coupe du standard Complete-Open

La structure CO corrige la capacité entre les lignes d'accès et la masse ainsi que la capacité de couplage entre les deux lignes d'accès. Tous ces parasites doivent être retirés. En plus, cette structure introduit une capacité entre la pile de métaux et le substrat (voir Figure 94). Cette capacité n'existe plus quand on ajoute le DUT. C'est pour cela que l'utilisation de structure CS/CO sur-épluche le composant. Des simulations électromagnétiques montrent

que la capacité est d'environ 0,1fF dans cette configuration (voir Validation de la méthode par Simulation Électromagnétique).

La Figure 95 présente le diagramme de processus de la méthode d'épluchage Pad-Open/Pad-Short/Complete-Short/Complete-Open qui sera utilisée comme référence.

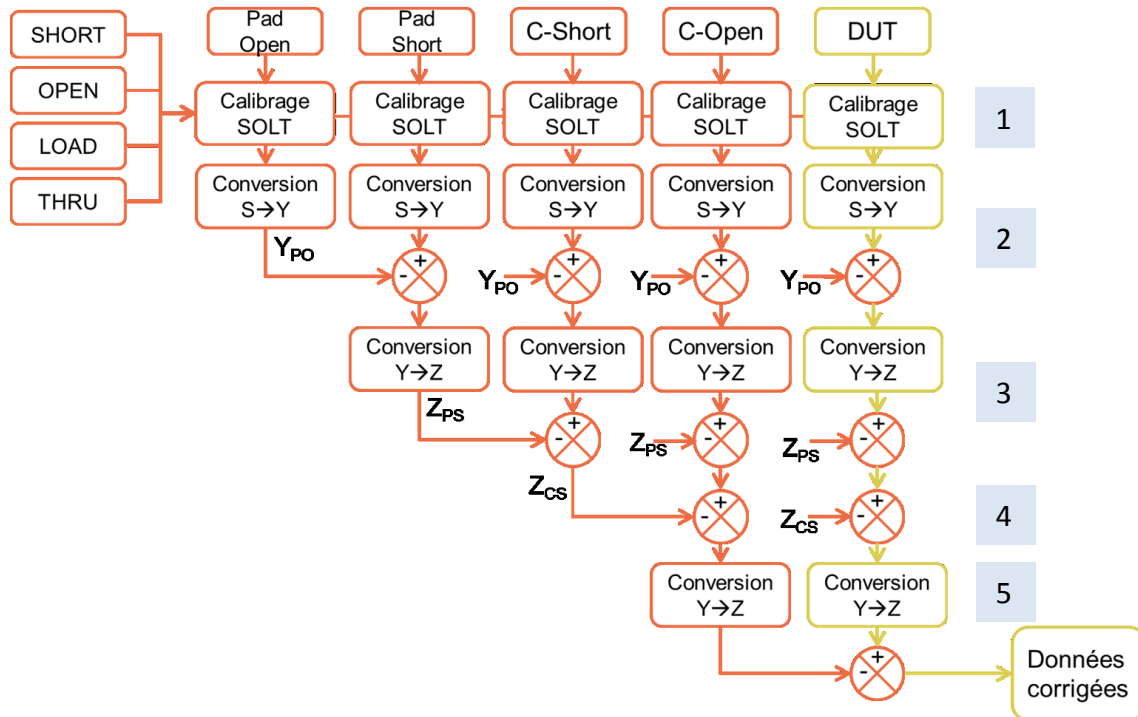
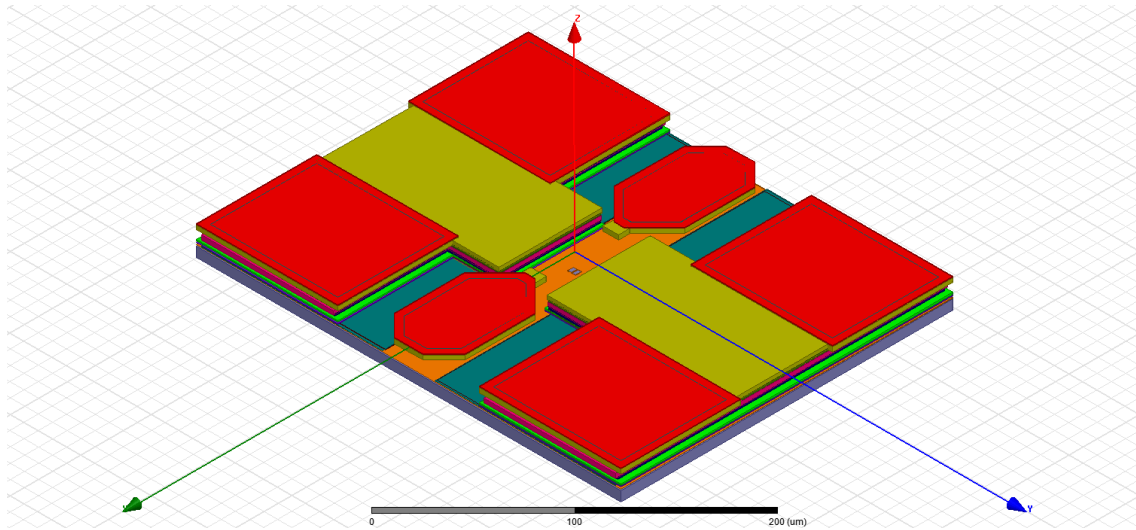


Figure 95 : Diagramme de processus d'épluchage PO/PS/CS/CO

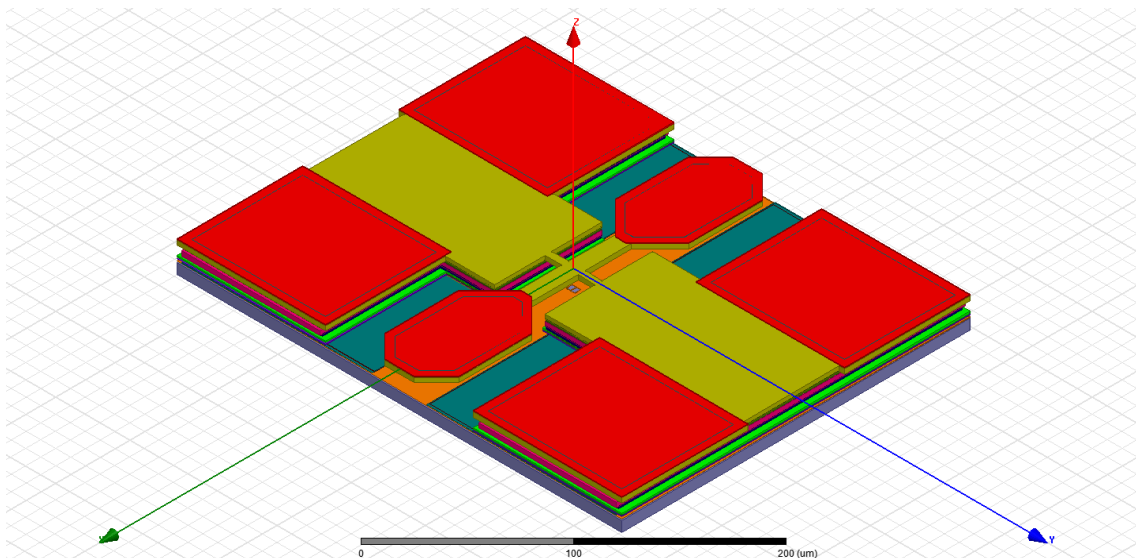
Nous n'avons pas corrigé la ligne d'accès avec la méthode 5 standards, car les effets distribués de celle-ci sont négligeables. D'après (Raya 2008)[p 105], la résistance de contact est faible ( $<1\Omega$ ), nous pouvons donc nous abstenir d'utiliser le standard « Probe-Short ». C. Raya propose (Bazzi 2008) de fusionner les trois standards (Pad-Short, Line et Complete Short) en une seule contribution inductive. Nous avons conservé deux étapes (Pad-Short et Complete-Short), afin de pouvoir dissocier la contribution du plot de la contribution de la pile de métaux. Au final, la méthode complète se compose d'une étape de calibration puis d'une étape d'épluchage. L'épluchage se déroule en 4 étapes avec 4 standards associés.



La Figure 96 et la Figure 97 présentent respectivement les vues en perspective des structures PAD-OPEN et PAD-SHORT.



**Figure 96 : Vue en perspective de la structure PAD-OPEN**



**Figure 97 : Vue en perspective de la structure PAD-SHORT**

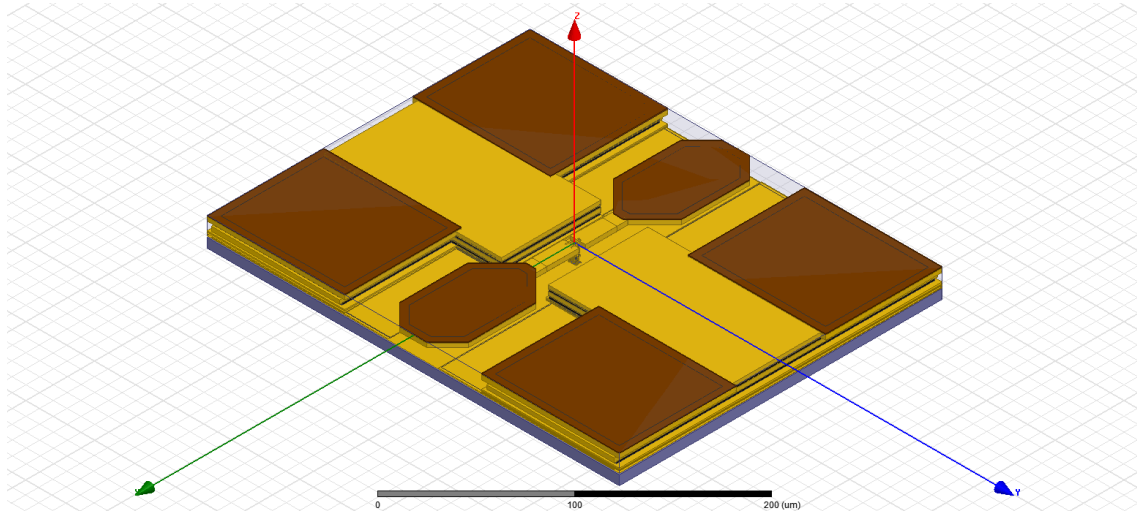
Les paramètres  $S$  des quatre standards de calibrage et le DUT sont mesurés. Un calibrage SOLT est réalisé afin de déplacer le plan de référence des ports du VNA jusqu'aux bouts des pointes de mesures (étape 1 sur la Figure 95).

Ensuite, les paramètres  $S$  des 4 standards et du DUT sont convertis en paramètres  $Y$ . Les paramètres  $Y$  du Pad-Open (PO, voir Figure 96) sont soustraits aux paramètres  $Y$  des 3 standards restant et du DUT. Cette étape permet de retirer la capacité du plot (étape 2 sur la Figure 95).

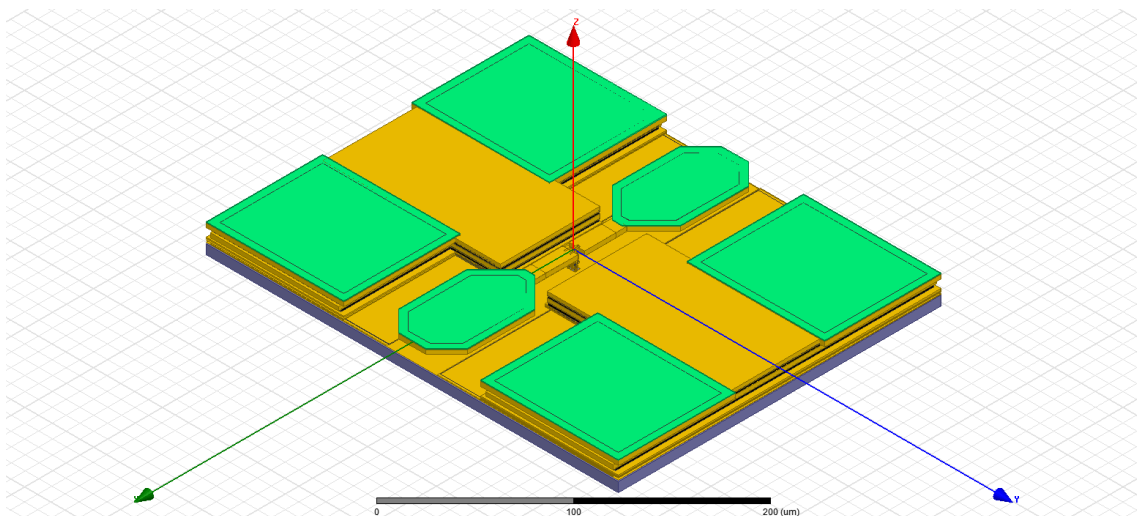
Les paramètres  $Y$  des 3 standards restant (PAD-SHORT, COMPLETE-SHORT, COMPLETE-OPEN) et du DUT sont convertis en paramètres  $Z$ . Les paramètres  $Z$  du PAD-SHORT (PS, voir Figure 97) sont soustraits des standards COMPLETE-SHORT et COMPLETE-OPEN et du DUT.

Ceci retire la partie inductive du plot RF et l'inductance de la ligne d'accès (étape 3 sur la Figure 95).

La Figure 98 et la Figure 99 présentent respectivement les vues en perspective des structures COMPLETE-SHORT et COMPLETE-OPEN.



**Figure 98 : Vue en perspective de la structure Complete-Short**



**Figure 99 : Vue en perspective de la structure Complete-Open**

Ensuite, les paramètres Z du COMPLETE-SHORT (CS, voir Figure 98) sont soustraits des paramètres Z du COMPLETE-OPEN et du DUT. Cette étape retire l'inductance et la résistance série de la pile de métaux entre la ligne d'accès et les contacts du transistor (étape 4 sur la Figure 95).

Finalement, les paramètres Z du COMPLETE-OPEN et du DUT sont convertis en paramètres Y. Les paramètres Y du COMPLETE-OPEN (CO, voir Figure 99) sont soustraits des paramètres Z du DUT. Les composantes capacitives de la pile de métaux et des contacts sont retirées des paramètres Z du DUT. Une conversion des paramètres Z du DUT en paramètres S permet d'obtenir finalement les paramètres S du DUT intrinsèque (étape 5 sur la Figure 95).

Deux des standards d'épluchage sont génériques (*i.e.* utilisables pour toutes les structures de tests) le PAD-OPEN et le PAD-SHORT. Deux sont associés à une structure de test, le COMPLETE-OPEN et le COMPLETE-SHORT. Cette méthode nécessite aussi un calibrage sur un kit d'impédance de référence qui utilise 4 standards génériques. Le nombre total de standards est donc de 8, dont 6 sont génériques et 2 sont associés à une structure de test. Une méthode avec une forte proportion de standards génériques est particulièrement adaptée à la caractérisation de composants. Plus ceux-ci sont nombreux et plus le coût supplémentaire engendré par les structures de tests est faible par rapport au coût total.

Afin de montrer un premier aperçu des différentes méthodes et de vérifier les hypothèses précédentes, la Figure 100 présente l'amplitude du paramètre  $S_{21}$  d'un composant (ici un HBT) polarisé proche du maximum de la fréquence de transition. Les mesures sont d'abord calibrées grâce à la méthode SOLT. Ce résultat est présenté en noir sur la Figure 100. Ensuite, les éléments parasites du plot RF sont retirés grâce aux standards Pad-Open (PO) et Pad-Short (PS). Ce résultat est visible en cyan sur la Figure 100. Finalement, la ligne d'accès et la pile de métaux sont retirées grâce aux standards Complete-Short et Complete-Open. Ce résultat est présenté en bleu foncé sur la Figure 100. Afin de vérifier que les simplifications faites dans la méthode 4 standards sont valides, nous avons aussi fait le calcul pour la méthode 6 standards (en gris).

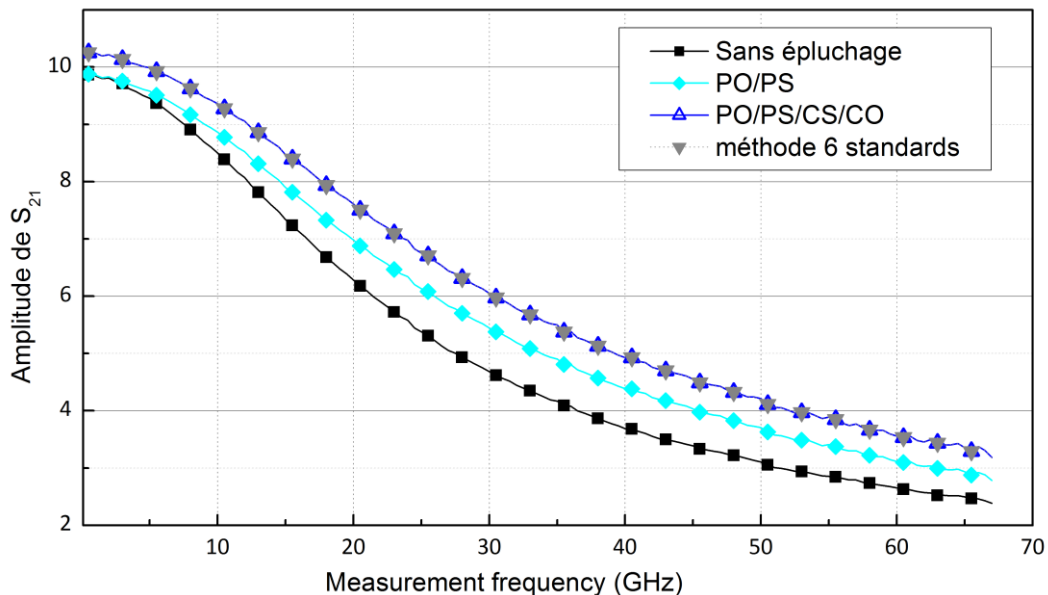


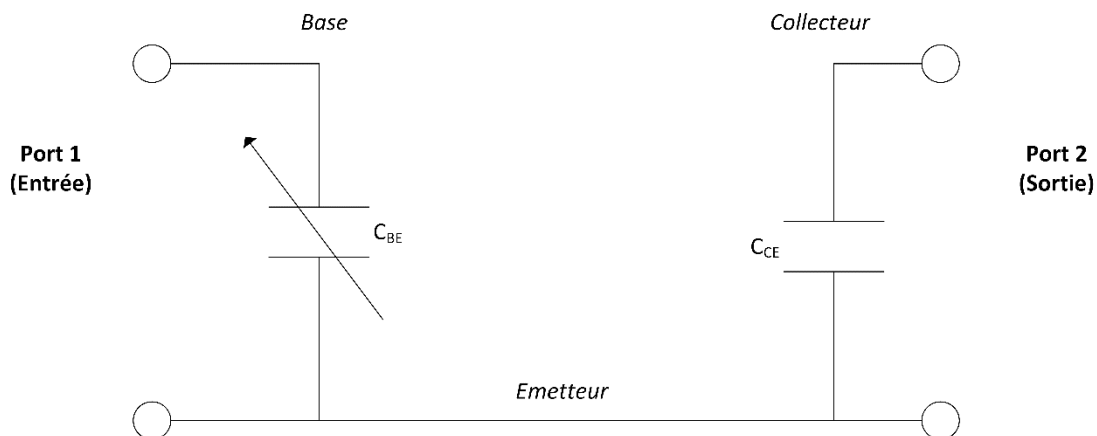
Figure 100 : Amplitude de  $S_{21}$  d'un HBT obtenu grâce à différentes méthodes d'épluchage

Le gain du transistor (amplitude de  $S_{21}$ ) est plus important avec un épluchage PO/PS qu'avec un simple calibrage SOLT notamment pour des fréquences supérieures à 20GHz. L'épluchage retire principalement la capacité du plot RF dont l'influence augmente avec la fréquence. De même, la méthode avec 4 standards (PO/PS/CS/CO) donne une courbe de gain supérieure aux deux autres méthodes. Dans ce cas, l'augmentation est constante sur la gamme de fréquence. Comme nous l'attendions, la méthode PO/PS/CS/CO et la méthode 6

standards donne des résultats identiques ce qui confirme que les hypothèses et simplifications faites précédemment sont valables.

### 1. Validation de la méthode par Simulation Électromagnétique

L'épluchage permet d'extraire les caractéristiques intrinsèques d'un composant. Dans le cas d'un composant intégré, il n'est pas possible de mesurer le composant sans mesurer l'ensemble du BEOL. Il est donc impossible de valider la précision d'un épluchage par la mesure. C'est pourquoi, nous avons décidé d'utiliser les simulations électromagnétiques pour valider les différentes méthodes d'épluchage. Plus particulièrement, nous avons cherché à connaître la sensibilité de l'épluchage à la valeur de l'impédance mesurée. Il n'est pas possible de simuler les effets des semi-conducteurs dans notre simulateur électromagnétique (HFSS). Nous avons donc étudié la précision des méthodes d'épluchage avec un réseau de capacités. La Figure 101 présente le circuit utilisé pour la simulation.



**Figure 101 : Schéma du composant sous test simulé dans HFSS**

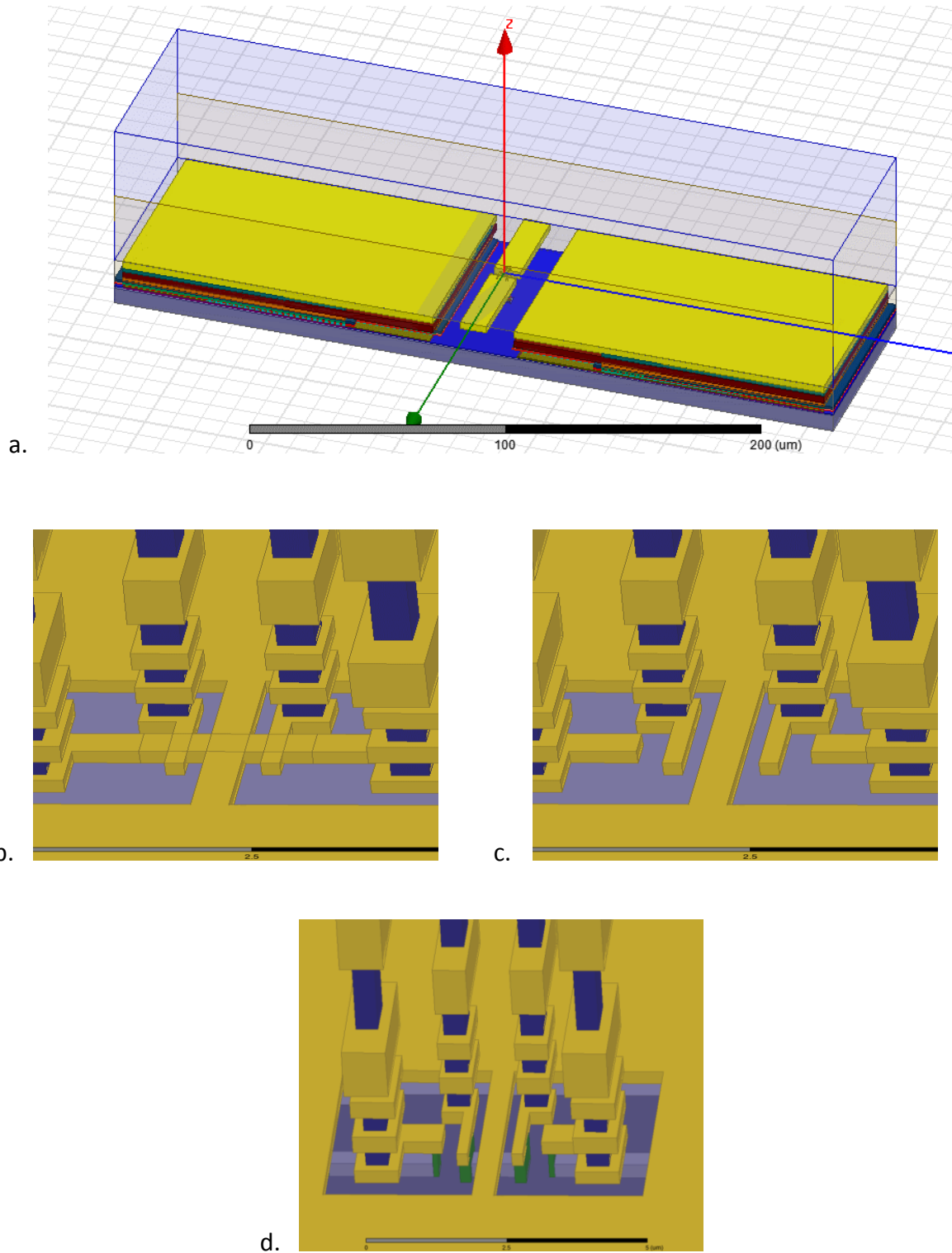
Le composant ci-dessus est connecté en lieu et place d'un transistor bipolaire dans une structure de caractérisation. Cette structure simulée s'appuie sur une structure de transistor bipolaire de la technologie BiCMOS9MW de ST Microelectronics. Les dimensions de l'émetteur sont de  $0,23 \times 0,6 \mu\text{m}^2$ . C'est le transistor le plus petit de cette technologie. Le transistor est en configuration CBEBC (Collecteur-Base-Emetteur-Base-Collecteur). La capacité variable est placée entre l'accès de base et l'accès d'émetteur. La capacité fixe est placée entre l'accès de collecteur et l'accès d'émetteur. Nous avons fait varier la capacité variable entre 80aF et 8pF. Cette plage est beaucoup plus large que les capacités qui sont habituellement mesurées pour un transistor de cette taille. Les valeurs mesurées sur ces transistors varient de quelques femtofarad à une centaine de femtofarad. Nous avons ajouté une décade de variation de part et d'autre de la bande de simulation afin d'avoir une vision un peu plus large des différents phénomènes.

Pour vérifier la validité de la méthode PO/PS/CS/CO nous avons simulé l'ensemble des standards nécessaires à l'épluchage. Cependant, la simulation complète des structures n'a pas été possible. En effet, la différence de dimension entre le plot d'accès et le contact du

transistor est importante ( $50\mu\text{m}$  contre  $0,6\mu\text{m}$ , soit 3 ordres de grandeurs). Il en résulte que soit la simulation donne des résultats identiques quel que soit la valeur de la capacité simulée car le maillage est trop lâche, soit la simulation n'est pas réalisable car le maillage est trop important et les ressources informatiques ne sont pas suffisantes. Nous avons donc décidé de supprimer les plots afin de réduire la taille de la structure. La méthode est donc réduite à un épluchage CS/CO.

La structure simulée est présentée sur la Figure 102-a. Une vue approchée des structures nécessaires à l'épluchage est présentée en Figure 102-b, c, d.

La structure « d » est le composant sous test. Les barres de contacts, qui relient le DUT au BEOL, sont représentés en vert. Ils permettent de connecter les capacités (rectangles gris) à la pile de métaux (en jaune). Les blocs bleus foncés représentent les *vias*. La structure « c » est le Complete-Open associé. La structure est réalisée en supprimant les contacts et les capacités de la structure précédente. La structure « b » est le Complete-short associé. La structure est réalisée en connectant l'accès de base et l'accès de collecteur à la masse.

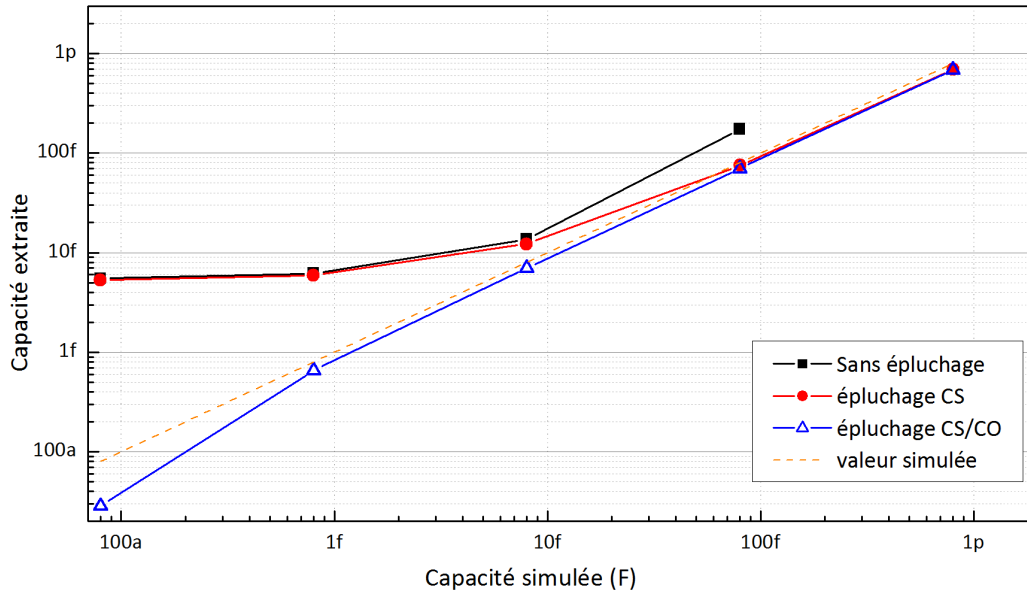


**Figure 102 : a. Vue en perspective de la structure simulée b. détail de la structure Complete-Short c. détail de la structure Complete-Open d. détail du composant sous test**

### 1.a) Résultats

Les résultats de simulation sous HFSS sont alors importés dans le logiciel IC-CAP. La méthode d'épluchage est réalisée comme décrit dans le Chapitre IV.B « Méthode Pad-

Open/Complete-Short ». La Figure 103 présente la capacité simulée par HFSS (en noir), la capacité calculée à 110GHz par la méthode Complete-Short (en rouge) et la capacité calculée à 110GHz grâce à la méthode d'épluchage Complete-Short/Complete-Open (CS/CO) (en bleu) en fonction de la capacité entrée dans le simulateur. Afin de faciliter l'interprétation, la valeur entrée dans le simulateur est affichée en pointillé orange.



**Figure 103 : Capacité calculée par la méthode CS/CO en fonction de la capacité utilisée dans le simulateur à 110GHz**

Nous pouvons voir que les capacités sont correctement estimées avec la méthode Complete-Short pour des valeurs supérieures à la dizaine de femtofarads. Les deux capacités les plus faibles sont sur évaluées car la contribution capacitive de la pile de métaux (environ 5fF d'après le graphique) n'est pas retirée. Si une marge d'erreur de 10% est acceptable, il n'est pas possible de mesurer des capacités inférieures à 50fF. Contrairement à ce que conseille J. Bazzi dans (Bazzi 2008), il est nécessaire de supprimer la capacité de la pile de métaux en utilisant un Complete-Open. La méthode CS/CO permet de gagner un ordre de grandeur sur la taille minimale de la capacité mesurable (courbe en triangle bleu). Il est à noter que la valeur fournie par la méthode CS/CO est toujours inférieure à la valeur entrée dans le simulateur. Un décalage de 0,1fF est notable sur l'ensemble de la bande. Ceci mène à des résultats trop optimistes et il est possible de mesurer des capacités aussi faibles que 1fF, si une marge d'erreur de 10% est acceptable.

La Figure 104 présente la capacité obtenue par simulation en fonction de la fréquence de la structure complète (en noir), la capacité calculée grâce à la méthode CS (en rouge), la capacité calculée grâce à la méthode CS/CO (en bleu) et la valeur de la capacité utilisée dans la simulation (en orange) en fonction de la fréquence de simulation.



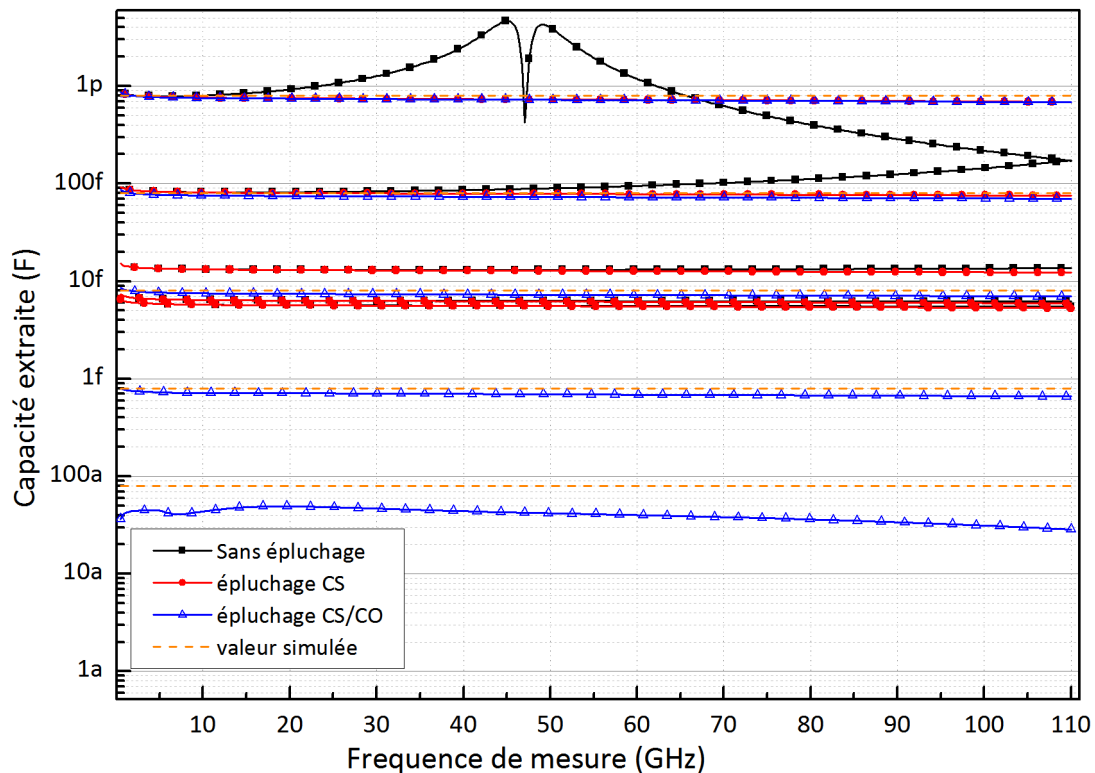


Figure 104 : Capacité calculée par la méthode CS/CO en fonction de la fréquence de simulation

Comme précédemment, on remarque que la méthode CS permet d'éplucher des composants dont la capacité n'est pas inférieure à 50fF. L'erreur commise est constante sur l'ensemble de la bande de simulation. Ceci suggère une erreur capacitive d'une valeur de 5fF environ qui est corrigable avec le standard Complete-Open.

Dans le cas où la méthode d'épluchage CS/CO est parfaite, les courbes bleues et orange devraient être superposées. C'est le cas pour les capacités de valeurs supérieures à 1fF. Pour la capacité de 0,8fF, la capacité calculée est légèrement inférieure à la capacité simulée mais l'erreur reste négligeable jusqu'à 110GHz. En revanche, pour la capacité de 80aF, on observe que la capacité calculée (environ 40aF) est beaucoup plus faible que la capacité simulée. Le fait que l'écart reste relativement constant avec la fréquence suggère que ce phénomène est capacitif, dû à une capacité parasite introduite par le standard CO (voir Figure 94 : Vue en coupe du standard Complete-Open)

### C. Méthode TRL sur puce et épluchage Complete-Open et Complete-Short

Une autre approche d'épluchage de structure repose sur le calibrage sur puce. La méthode de calibrage la plus facile à mettre en place est basée sur la méthode TRL (ou LRM+) (A. Rumiantsev, Sweeney, et Corson 2008). Pour la TRL, seulement 4 structures sont nécessaires et seulement quelques informations sur les structures elles-mêmes sont requises (seulement des hypothèses de symétries et de répétabilité). Le plan de référence résultant



de ce calibrage est toujours sur le métal le plus haut. Il est donc nécessaire d'effectuer un épluchage CS/CO pour corriger la pile de métaux. Soit un total de 6 structures.

La Figure 105 présente le diagramme de processus de la méthode calibrage TRL sur puce et de l'épluchage Complete-open et Complete-short.

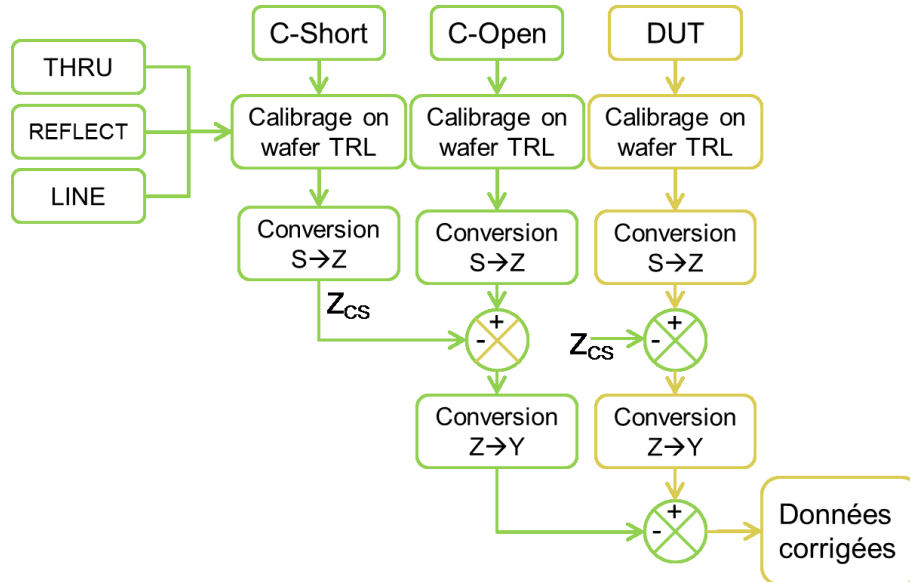


Figure 105 : Diagramme de processus de l'épluchage CS/CO avec calibrage TRL sur puce

La première constatation est que cette méthode est plus directe (trois étapes) et nécessite moins de standards (trois standards généraux et deux standards associés à un transistor). Le calibrage est sur puce, il n'est donc pas nécessaire d'éplucher le plot. Le plan de référence après calibrage est au centre de la ligne d'accès. Il n'est donc théoriquement pas non plus nécessaire de la corriger. Il est par contre nécessaire d'éplucher la pile de métaux en utilisant les standards Complete-Open et Complete-Short. Cette méthode n'a pas été simulée. En effet, la méthode TRL sur puce a été étudiée dans le Chapitre III.D.3.c) « Calcul de paramètre d'un transistor bipolaire ». La méthode d'épluchage est identique à la méthode du paragraphe B « Méthode Pad-Open/Complete-Short » et présente les mêmes performances. Des mesures ont été réalisées. Les résultats sont comparés aux autres méthodes présentées dans ce chapitre dans E « Expérimentation ».

## D. Calibrage TRL sur puce avec Structure 3D

En observant les calculs théoriques de la TRL, nous pouvons remarquer que le THROUGH n'est pas nécessairement uniquement une ligne de transmission. La seule règle à respecter pour que la TRL soit valide est que la différence entre le standard LINE et le standard THROUGH soit une ligne de transmission. Dans le cas de calibrage sur puce, l'objectif final est d'accéder au composant intrinsèque. Il paraît donc contre-productif de vouloir reculer le plan de référence au niveau des pointes pour l'avancer par la suite à la fin de la ligne d'accès.

La méthode présentée dans ce paragraphe propose de modifier deux des 3 standards de la TRL, le THROUGH et la LINE. Une structure particulière (voir Figure 106 pour la réalisation INFINEON et Figure 109 pour la réalisation ST Microelectronics) est insérée au milieu des deux standards. La structure THROUGH finale est présentée en Figure 106 et une vue de détail sur la structure spéciale est présentée en Figure 107.

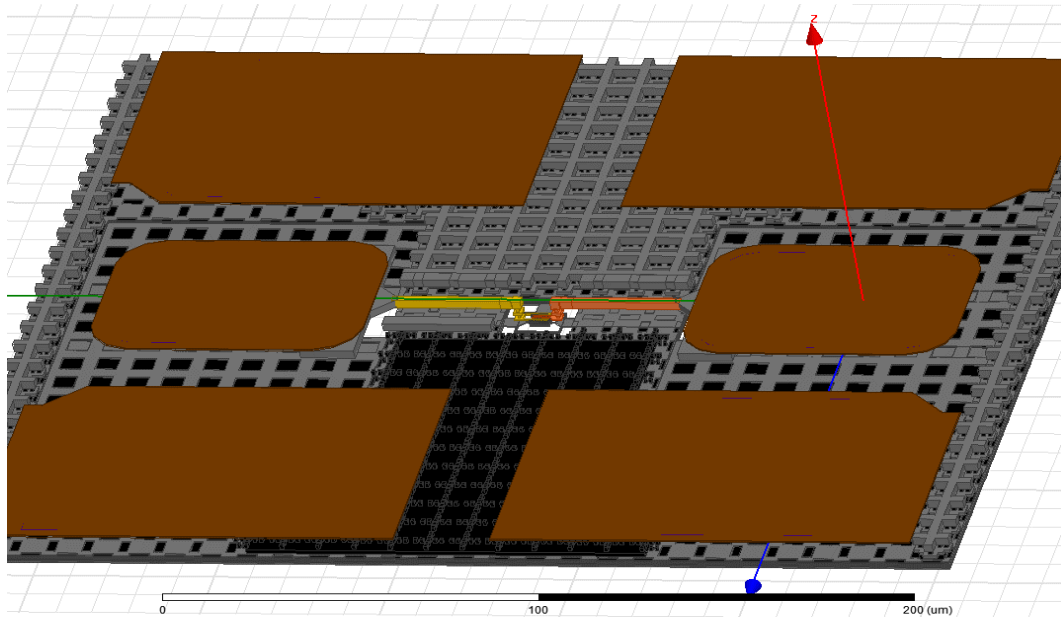


Figure 106 : Vue en perspective du standard THROUGH réalisé avec la technologie B11HFC d'Infineon

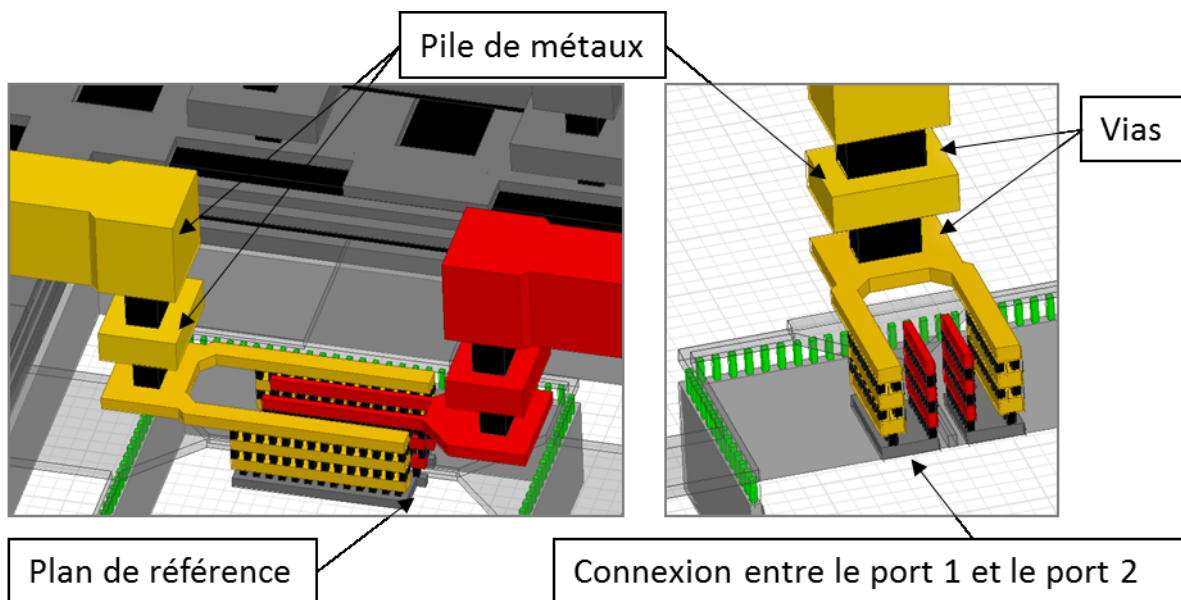


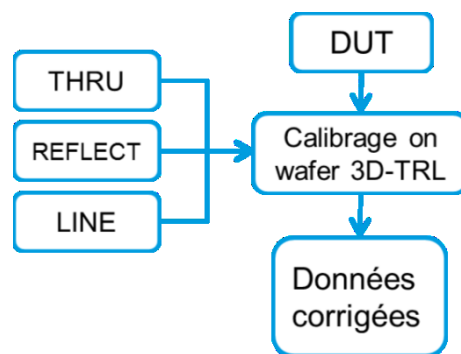
Figure 107 : Vues rapprochées en perspective du standard THROUGH réalisé avec la technologie B11HFC

La structure spéciale THROUGH est construite à partir de la cellule du DUT. Le composant est retiré, mais toutes les couches métalliques et les *vias* sont gardés. Une connexion est réalisée entre l'entrée et la sortie sur le métal le plus bas.

La LINE modifiée est construite en étirant symétriquement les lignes d'accès du métal le plus haut (en rouge et jaune sur la Figure 106). Les plots RF sont donc écartés l'un de l'autre de la même distance. La longueur ajoutée est ajustée pour adresser la bande de fréquence requise (Raya 2008)[p404].

Le plan de référence du calibrage TRL est au milieu du standard THROUGH (voir Figure 107). Ainsi, en utilisant seulement un calibrage TRL, le plan de référence de mesure est placé sur le métal le plus bas juste au-dessus du composant. De plus, le nombre de structure est réduit (seulement 4 contacts). Cette méthode introduit donc moins d'erreur de contact, nous nous attendons à moins de bruit sur le résultat final.

Le diagramme de processus de la méthode 3D-TRL est présenté en Figure 108. Nous pouvons constater qu'il est beaucoup plus simple que les méthodes de l'état de l'art.



**Figure 108 : Diagramme de processus de calibrage 3D-TRL sur puce**

### 1. Validation par simulation électromagnétique

Afin de valider cette nouvelle procédure de calibrage, nous avons simulé les deux structures supplémentaires nécessaires. Une vue en perspective du standard 3D-THROUGH est présentée en Figure 109. Le détail de la connexion des ports est présenté en Figure 110.

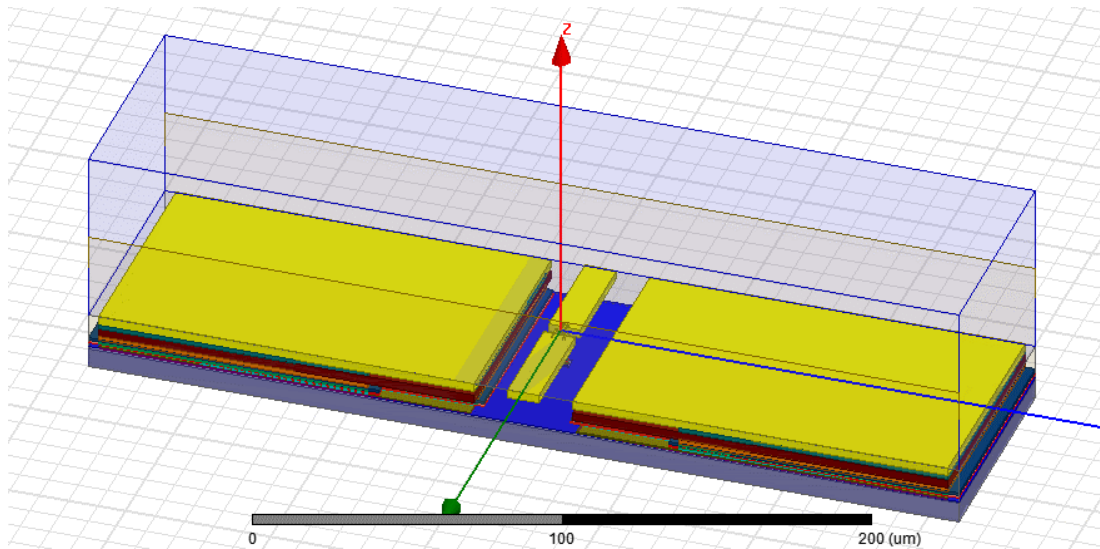


Figure 109 : Vue en perspective du standard 3D-THROUGH simulé sous HFSS tel qu'implémenté sur la technologie B55 de ST Microelectronics

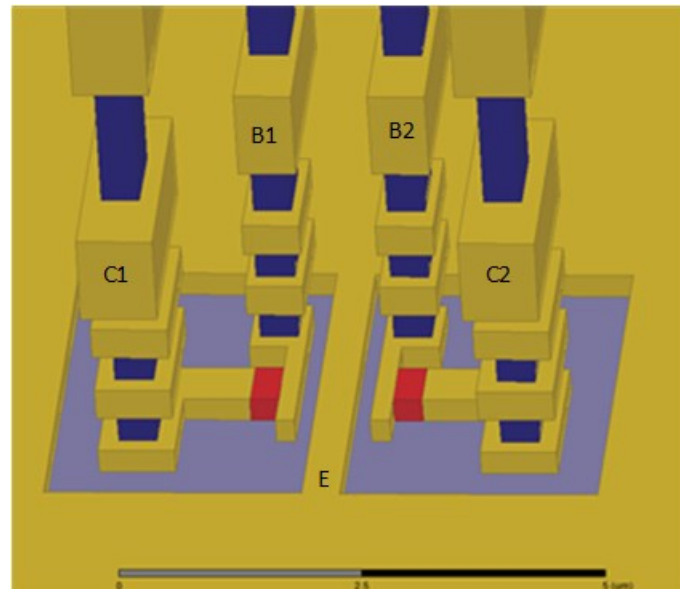
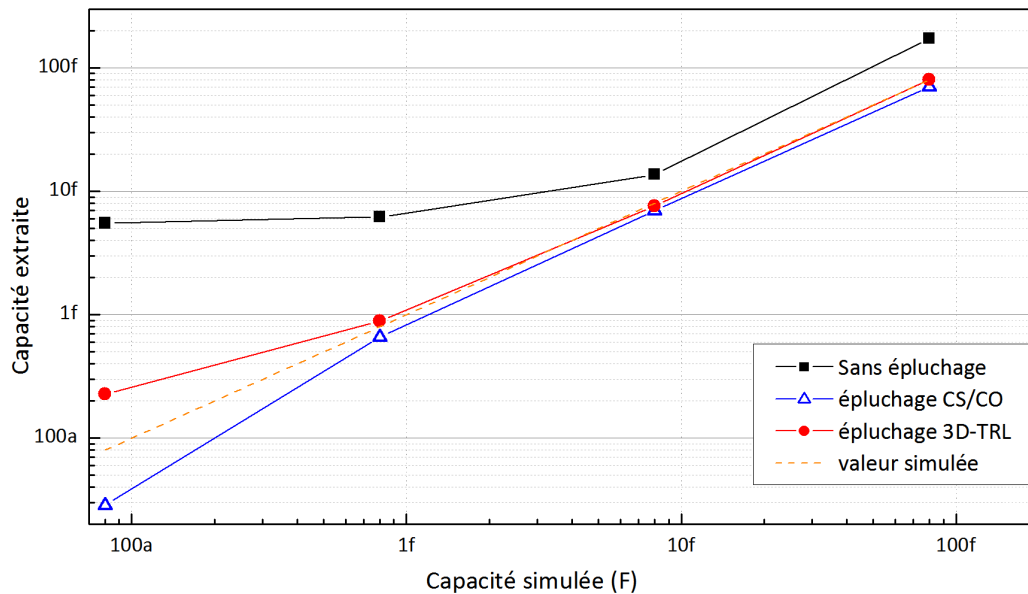


Figure 110 : Détail de la structure 3D-THROUGH

La structure est réalisée à partir de la structure Complete-Open. Une connexion est réalisée entre le port 1 (base) et le port 2 (collecteur). Le logiciel HFSS a un utilitaire d'épluchage intégré. Il sert habituellement à corriger l'influence d'une ligne d'accès dans un design en avançant le plan de référence d'une distance donnée positive. Il est cependant possible d'entrer une valeur négative dans l'outil. Dans ce cas, le plan de référence est reculé. On parle alors d'incorporation (ou *embedding* en anglais). Pour réaliser le standard LINE, nous avons donc épluché le composant d'une valeur négative grâce à HFSS. Ceci est en tout point équivalent à la simulation d'un standard LINE complet, mais en procédant ainsi, nous assurons que le maillage est équivalent pour chaque structure et nous pouvons régler facilement la différence de longueur entre les standards. Le standard Complete-Short est utilisé comme REFLECT.

### 1.a) Résultats

Les résultats de simulation sous HFSS sont alors importés dans le logiciel IC-CAP. La méthode d'épluchage est réalisée comme décrit dans l'introduction de ce paragraphe (Chapitre IV.D « Calibrage TRL sur puce avec Structure 3D »). La Figure 111 présente la capacité calculée à 110GHz sans épluchage (en carré noir), grâce à la méthode d'épluchage CS/CO (en triangle bleu), la capacité calculée grâce à la méthode 3D-TRL (en rond rouge) et la valeur utilisée dans le simulateur (en pointillé orange).



**Figure 111 : Capacité calculée par la méthode 3D-TRL en fonction de la capacité utilisée dans le simulateur à 110GHz**

La précision du calibrage 3D-TRL et de l'épluchage CS/CO est identique sur l'ensemble de la bande de fréquence. Le principal avantage de la méthode de calibrage 3D-TRL est qu'il n'y a pas de surcompensation de la valeur du composant. Les performances du composant sont légèrement sous évaluées. L'erreur est de l'ordre de la centaine d'attofarad.

La Figure 112 présente la capacité calculée à 110GHz sans épluchage (en noir), grâce à la méthode d'épluchage CS/CO (en bleu), la capacité calculée grâce à la méthode 3D-TRL (en rouge) et la valeur utilisée dans le simulateur (en orange) en fonction de la fréquence de simulation.

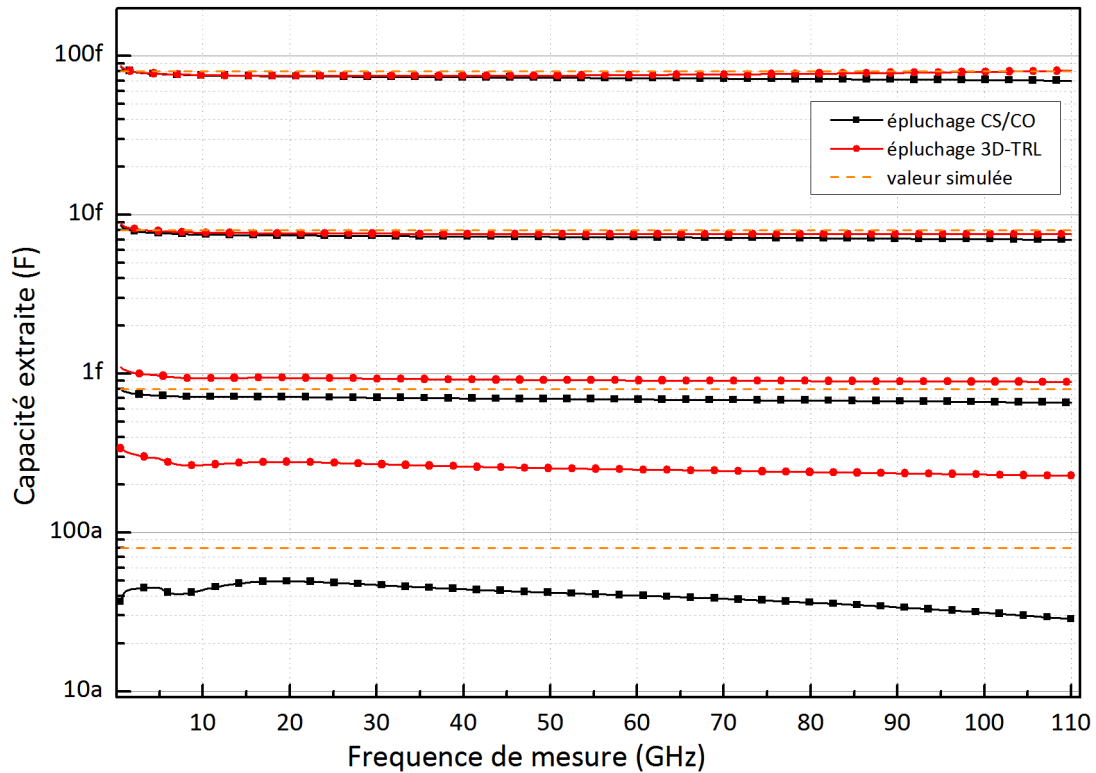


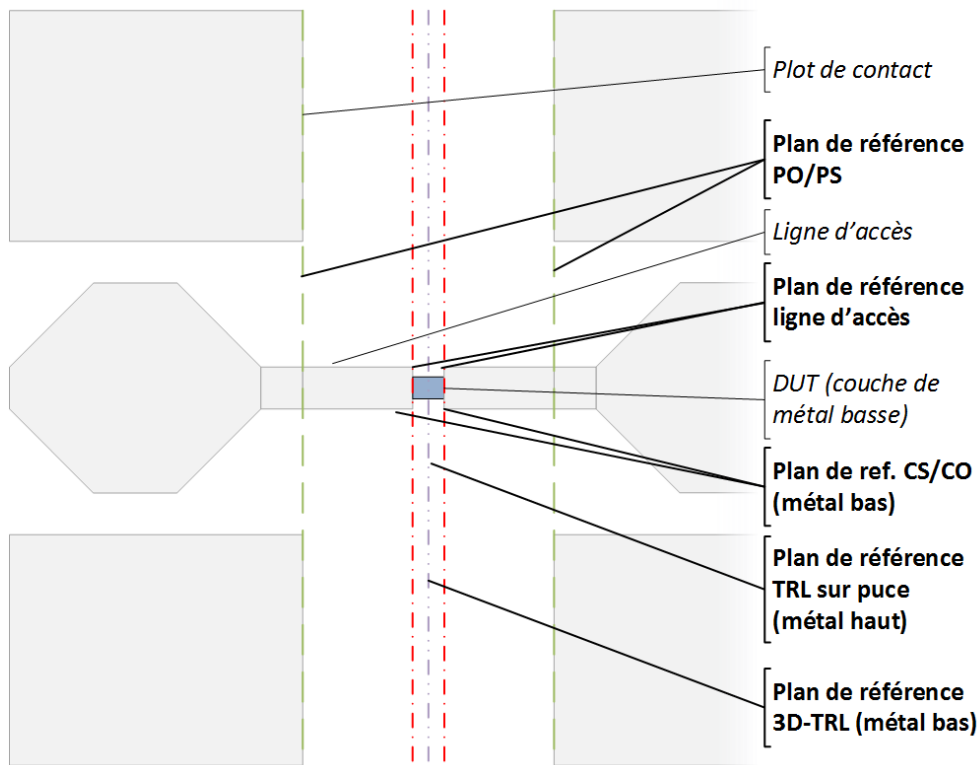
Figure 112 : Capacité calculée par la méthode 3D-TRL en fonction de la fréquence de simulation

La méthode 3D-TRL est précise pour des capacités comprises entre 1fF et 100fF. La précision est identique à celle de la méthode CS/CO sur l'ensemble de la bande de fréquence étudiée. Comme déjà expliqué, la méthode 3D-TRL estime en excès les valeurs des composants, alors que la méthode CS/CO les estime en défaut. Dans le premier cas, les performances seront inférieures à la réalité comme nous l'avons vu précédemment (« Méthode Pad-Open/Complete-Short - Validation de la méthode par Simulation Électromagnétique »), dans le deuxième, supérieures. Ce décalage est dû principalement à une transcapacité qui n'est pas prise en compte dans cette méthode (2.c) « Epluchage CO\* ») Comparer les résultats des deux méthodes peut permettre d'estimer la validité de la mesure. Si les résultats sont proches, cela signifie que la mesure est bonne. Si les résultats sont très différents, la mesure est sûrement erronée car l'erreur résiduelle n'est plus négligeable devant la valeur du composant caractérisé.

## E. Expérimentation

### 1. Setup d'expérimentation

Pour valider cette nouvelle méthodologie, une comparaison est faite entre les quatre méthodes. La Figure 113 présente les plans de référence qui sont définis par les différentes méthodes.



**Figure 113 : Présentation des différents plans de référence après application des différentes méthodes de calibrage/épluchage**

La première méthode est la méthode classique de calibrage/épluchage décrite dans l'introduction. Après un calibrage SOLT, les contributions capacitives et inductives des plots RF sont retirées en utilisant des structures Pad-Open et Pad-Short. Le plan de référence est défini après les plots RF (nommé « plan de référence POPS » sur la Figure 113).

La seconde méthode prend en compte la contribution inductive et capacitive des lignes d'accès et de la pile de métallisation des contacts. Elle est retirée en utilisant deux structures Complete-Open et Complete-Short. Le plan de référence est maintenant placé dans le plan du composant (nommé « plan de référence CS/CO » sur la Figure 113). La fréquence de mesure est suffisamment faible pour que la ligne d'accès puisse être considérée comme un élément localisé (voir équation IV-1).

La troisième méthode utilise un calibrage TRL sur puce (voir paragraphe « Méthode TRL sur puce et épluchage Complete-Open et Complete-Short »). Ce faisant, le plan de référence est défini au milieu du standard THROUGH (nommé « plan de référence Standard TRL »). En utilisant des calculs matriciels, le plan de référence est « ouvert » et reculé jusqu'au « plan de référence PO/PS ». Pour étudier finement la précision du calibrage TRL, un calibrage en deux étapes a été effectué. Dans un premier temps, un calibrage SOLT a été réalisé sur un kit ISS externe ; dans un deuxième temps, le calibrage TRL a été opéré en utilisant les structures de test sur puce pour des raisons expliquées dans le paragraphe « Méthode TRL sur puce et épluchage Complete-Open et Complete-Short ». Pour déplacer le plan de référence jusqu'au plan de référence du composant, un épluchage CS/CO a été réalisé.

La quatrième méthode est le calibrage sur puce utilisant les standards modifiés (voir Figure 106 et Figure 107). Le plan de référence est défini au milieu du standard THROUGH 3D sur le métal le plus bas (nommé « 3D-TRL référence plane » sur la Figure 113). Encore une fois, un calibrage SOLT est d'abord réalisé pour retirer la contribution de l'erreur de commutateur interne du VNA, puisque cette dernière n'est pas prise en compte dans le calibrage TRL.

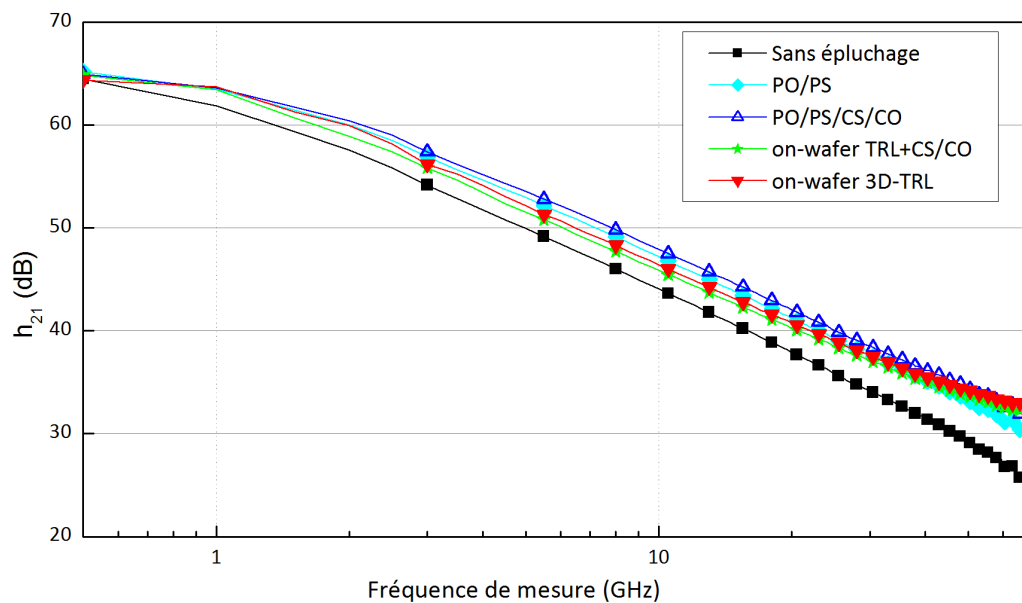
## 2. Résultats d'expérimentation

Nous avons extrait plusieurs paramètres d'un transistor afin de comparer les performances des différentes méthodes.

### 2.a) Comparaison $f_T$ et $f_{MAX}$

Nous nous sommes d'abord concentrés sur le principal facteur de mérite, la fréquence de transition  $f_T$  d'un transistor HBT, pour comparer les différentes méthodes de calibrage/épluchage. La fréquence de transition a été extraite des mesures de paramètres S d'un HBT de la technologie B11HFC d'Infineon (Lachner 2014). La longueur et la largeur de la fenêtre d'émetteur sont respectivement 5 $\mu$ m et 160nm.

La Figure 114 présente le paramètre  $h_{21}$  en fonction de la fréquence pour différentes méthodes de calibrage et épluchage.

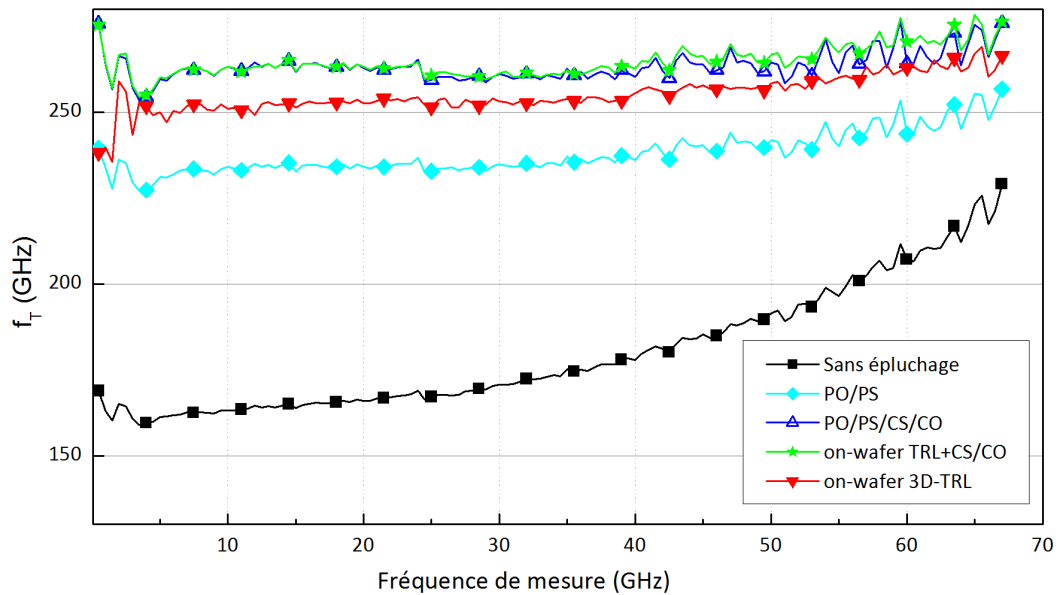


**Figure 114 : Amplitude de  $H_{21}$  en dB pour les 4 méthodes de calibrage/épluchage à  $V_{BE}=0.9V$ ,  $V_{BC}=0V$**

Nous pouvons remarquer que le comportement au premier ordre est valide entre 500MHz et 40GHz. Dans cette plage de fréquence, une pente de -20dB par décade peut-être observée. Au-delà, la pente des méthodes de calibrage TRL diminue. Ceci peut être dû aux déplacements des pointes lors de la phase de calibrage.



La Figure 115 présente une comparaison de  $f_T$  en fonction de la fréquence de mesure pour 4 méthodes de calibrage/épluchage. Le point de polarisation ( $V_{BE} = 0,9V$  and  $V_{BC}=0V$ ) est proche du maximum de  $f_T$ .



**Figure 115 : Fréquence de transition en fonction de la fréquence pour 4 méthodes de calibrage/épluchage à  $V_{BE}=0.9V$ ,  $V_{BC}=0V$**

En comparant les courbes « sans épluchage » et « PO/PS », nous pouvons remarquer que les plots ont une très grande influence sur le comportement AC du composant. Dans notre cas,  $f_T$  augmente d'environ 175GHz jusqu'à environ 240GHz en épluchant les plots. Après avoir déplacé le plan de référence au plus proche du composant, la fréquence de transition  $f_T$  peut être considérée comme constante sur une plage de fréquence comprise entre 10GHz et 40GHz (voir les 4 courbes les plus hautes sur la Figure 115). Au-dessus de 40GHz, la légère augmentation de  $f_T$  est due au fait que la réponse du composant n'est plus exactement -20dB par décade à cause de l'influence du second ordre. Les deux méthodes (PO/PS/CS/CO et TRL+CS/CO sur puce) donnent des résultats très similaires avec une  $f_T$  établie à environ 260GHz. Dans les deux méthodes, le plan de référence est sur le dernier niveau de métal (métal 1). La méthode de calibrage sur puce utilisant les nouvelles structures 3D-TRL donne un résultat d'environ 253GHz (soit 2,5% de moins que les méthodes précédentes). Comme nous l'avons expliqué dans le Chapitre IV.B « Méthode Pad-Open/Complete-Short », déplacer le plan de référence sur le métal 1 avec des structures CS/CO implique un sur-épluchage et donc une surévaluation des performances. De plus, les résultats PO/PS/CS/CO sont plus bruités. Ceci est dû aux erreurs de répétabilité de contact (car beaucoup de structures doivent être mesurées) et aux erreurs introduites par les opérations de soustraction de matrices (les erreurs se somment lors des opérations de soustraction). Ce comportement est mis en évidence par la Figure 116, où nous avons tracé la dérivée  $\Delta f_T / \Delta f$  sur l'axe y en fonction de la fréquence de mesure.

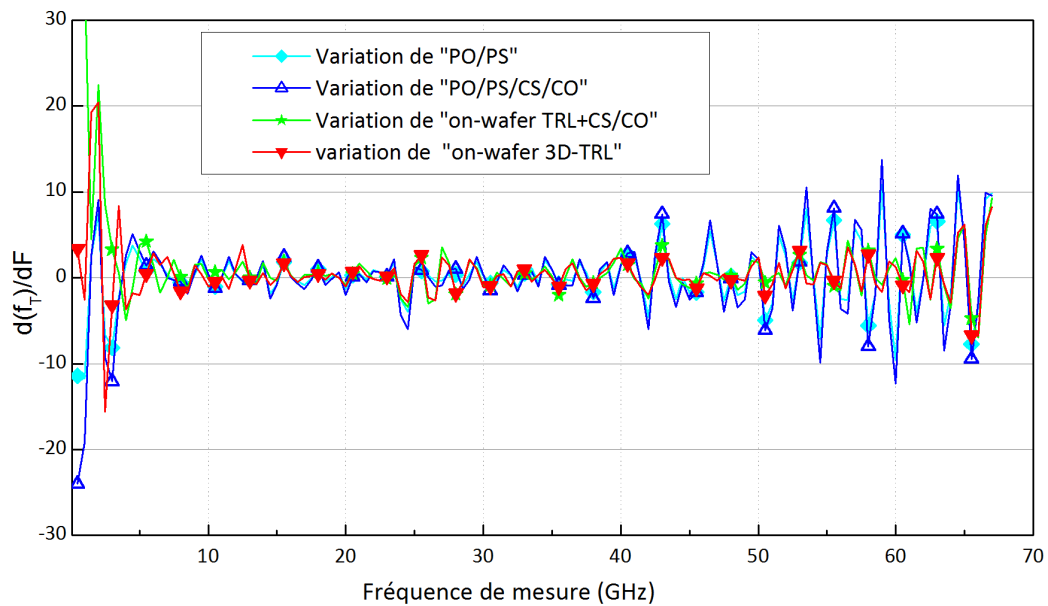


Figure 116 : Dérivé de la  $f_T$  extrait pour les trois méthodes d'épluchage à  $V_{BE}=0.9V$ ,  $V_{BC}=0V$

L'amplitude de variation la plus importante correspond à la méthode qui utilise le plus de structures (Méthode PO/PS/CS/CO). Les méthodes basées sur un calibrage on-wafer sont plus stables sur l'ensemble de la bande de fréquence.

La Figure 117 présente la fréquence de transition ( $f_T$ ) en fonction de la tension de polarisation  $V_{BE}$  du transistor. Les résultats des quatre méthodes à l'étude sont donnés sur le graphique avec la même coloration que précédemment.

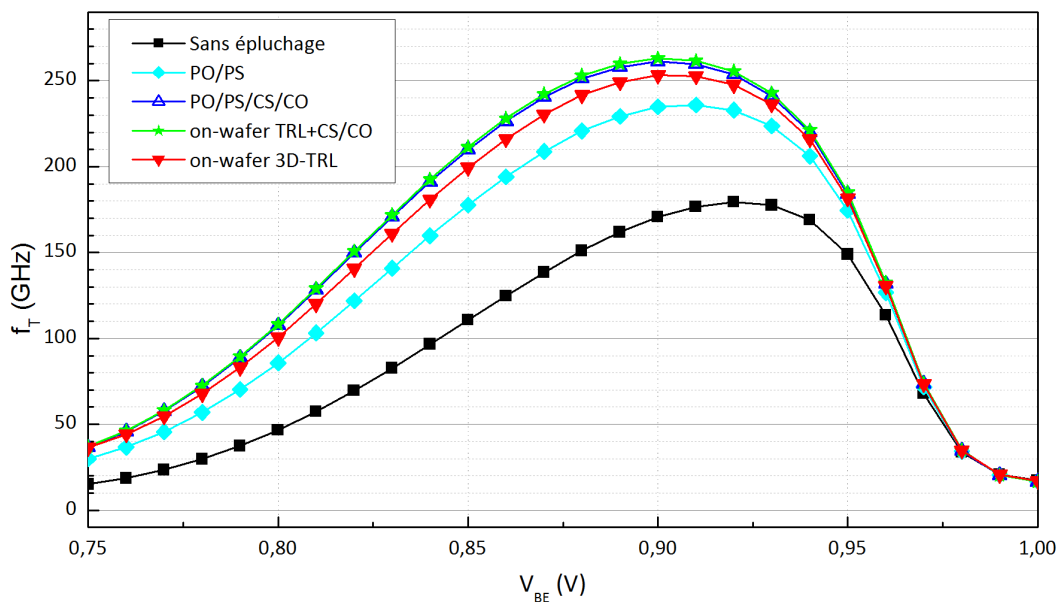


Figure 117 :  $f_T$  en fonction de  $V_{BE}$  pour quatre méthodes de calibrage-épluchage

Nous pouvons de nouveau remarquer que les méthodes « PO/PS/CS/CO » et « TRL+CS/CO » donnent des résultats identiques. Le résultat donné par la méthode « 3D-TRL » est légèrement inférieur (moins de 4%). Ceci peut s'expliquer par une sur-correction des

méthodes « PO/PS/CS/CO » et « TRL+CS/CO ». En effet, comme présenté sur la Figure 94, le standard CO évalue la capacité de la pile de métaux de la structure. La valeur de la capacité de base est donc plus faible que prévue. Il est aussi possible que la méthode « 3D-TRL » ne corrige pas entièrement les capacités de la structure. Dans ce cas, la valeur est plus forte que prévue. Les capacités de base et de collecteur influencent directement la valeur de la  $f_T$  comme le montre cette formule approchée (Chevalier et Pourchon 2009) :

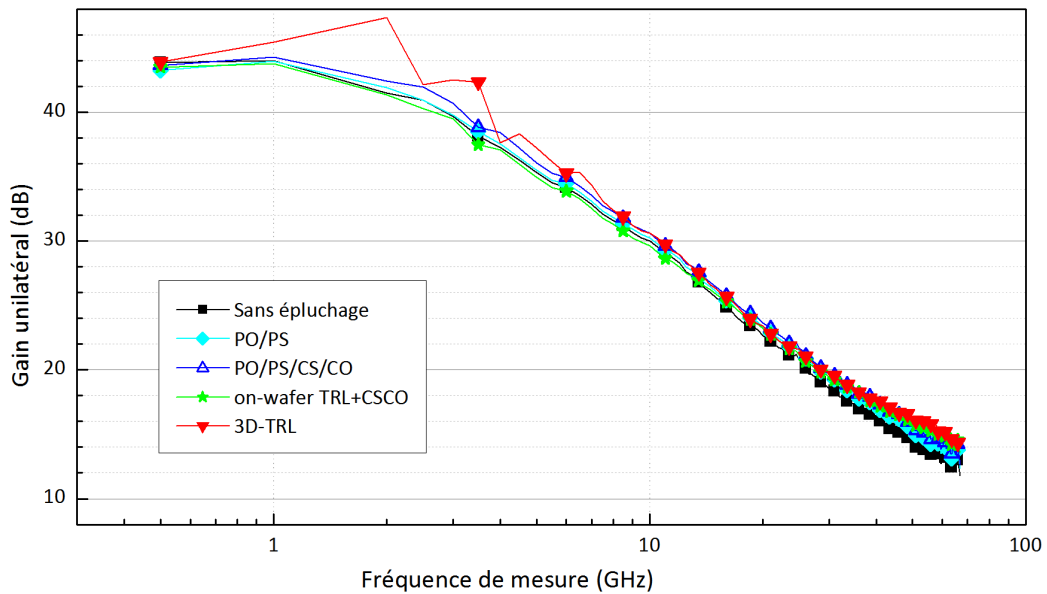
$$f_T \approx \frac{1}{2\pi \left( \tau_F + \frac{kT}{q I_C} (C_{BE} + C_{BC}) + (R_E + R_C) C_{BC} \right)} \quad \text{IV-2}$$

Où  $C_{BE}$  est la capacité base-émetteur et  $C_{BC}$  la capacité base-collecteur,  $R_E$  la résistance de l'émetteur,  $R_C$  la résistance du collecteur,  $\tau_F$  correspond au temps d'évacuation des charges en transit dans les différentes zones du transistor,  $k$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température en kelvin,  $q$  la charge élémentaire et  $I_C$  le courant de collecteur.

Nous pouvons remarquer que la  $f_T$  dépend fortement des capacités  $C_{BC}$  et  $C_{BE}$ . Si elles sont sous-évaluées (c'est-à-dire calculées plus faibles que dans la réalité), la valeur de la  $f_T$  calculée sera plus forte qu'elle ne l'est en réalité. A l'inverse, si les capacités sont surévaluées, la valeur de la  $f_T$  calculée sera plus faible. Ce phénomène peut expliquer la différence entre les méthodes « PO/PS/CS/CO » et « TRL+CS/CO » et la méthode 3D-TRL. Le paragraphe « Comparaison  $C_{BE}$ ,  $C_{CS}$  et  $C_{BC}$  » nous permettra de trancher.

Nous nous sommes ensuite concentrés sur un second facteur de mérite, la fréquence maximum d'oscillation  $f_{max}$ . La définition de  $f_{max}$  est déjà donnée dans le paragraphe 3.c.2) « Comparaison du calcul de la fréquence maximale d'oscillation ( $f_{max}$ ) » du Chapitre III. Elle est obtenue à partir du gain de Mason (ou gain unilatéral,  $G_u$ ). Le gain de Mason est la seule caractéristique d'un composant qui est, par définition, invariante pour des accès symétriques et sans perte (Gupta 1992). Ceci signifie que le gain de Mason ne doit pas être affecté quand le plan de référence est modifié et si les pertes sont négligeables.

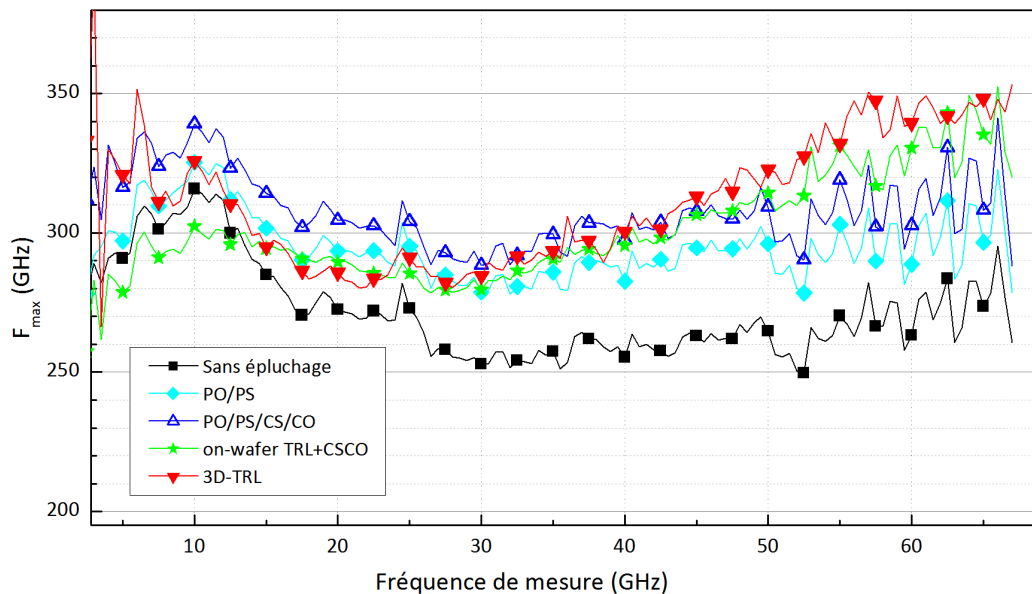
La Figure 118 présente le gain de Mason calculé à partir des mesures de paramètre  $S$  du transistor pour un point de polarisation proche du maximum de  $f_{max}$ . Les mesures ont été calibrées en effectuant une SOLT (courbe noire), puis épluché grâce à un Pad-Open et un Pad-Short (courbe bleue claire) et enfin épluché avec un Complete-Open et un Complete-Short (courbe bleue foncée). Nous avons aussi présenté les méthodes TRL+CS/CO (en vert) et 3D-TRL (en rouge).



**Figure 118 : Gain unilatéral en fonction de la fréquence de mesure pour un calibrage SOLT, un épluchage PO/PS et un épluchage CS/CO**

Nous pouvons remarquer que le comportement de premier ordre est valide entre 3GHz et 70GHz. Dans cette plage de fréquence, une pente de -20dB par décade peut-être observée.

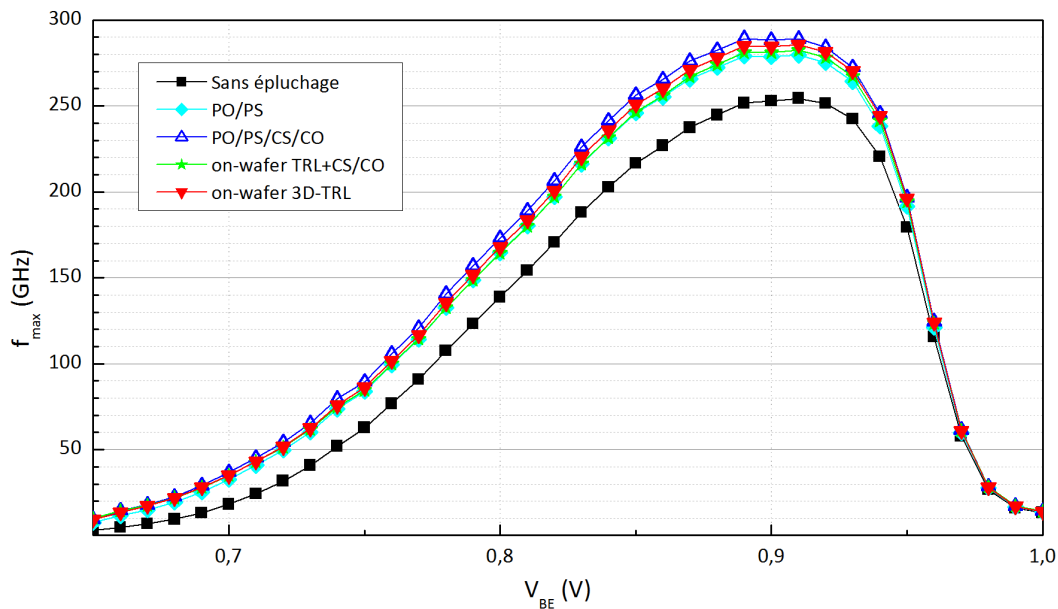
La Figure 119 présente la  $f_{\max}$  sans épluchage (en noir), avec un épluchage PO/PS (en bleu ciel), avec un épluchage PO/PS/CS/CO (en bleu foncé), avec un calibrage TRL sur puce et un épluchage CSCO (en vert) et avec un calibrage 3D-TRL (en rouge) en fonction de la fréquence. La polarisation est choisie à  $V_{BE} = 0,9V$  et  $V_{BC}=0V$ , de manière à être proche du maximum de  $f_{\max}$ .



**Figure 119 :  $F_{\max}$  calculée par quatre méthodes de calibrage/épluchage différentes en fonction de la fréquence de mesure**

La  $f_{\max}$  est plus importante après les différents épluchages. En effet, les pertes et parasites de la structure sont retirés et les performances du transistor en sont améliorées. Ceci est un fait bien établi. Nous pouvons remarquer que les valeurs données par les deux méthodes TRL augmentent avec la fréquence à partir de 30GHz. Ceci peut-être dû au déplacement de la pointe RF durant la phase de calibrage (voir Chapitre III.D « Amélioration des standards du calibrage TRL »). La méthode 3D-TRL semble plus bruitée à basse fréquence mais moins bruitée à plus hautes fréquences. Ceci était aussi le cas pour le calcul de la  $f_T$ . Il est probable que la réduction du nombre de structures réduise le bruit de mesure dû à l'erreur de contact. En dessous de 40GHz, la méthode PO/PS/CS/CO donne la  $f_{\max}$  la plus valorisante en raison du sur-épluchage du composant.

La Figure 120 présente la  $f_{\max}$  en fonction de  $V_{BE}$  à  $V_{BC}=0V$  calculée grâce aux différentes méthodes à l'étude. La coloration est la même que précédemment. Le calcul a été fait à une fréquence de 30GHz. A cette fréquence, les effets du déplacement de la pointe ne sont pas encore visibles, ce qui permet une meilleure comparaison des performances.



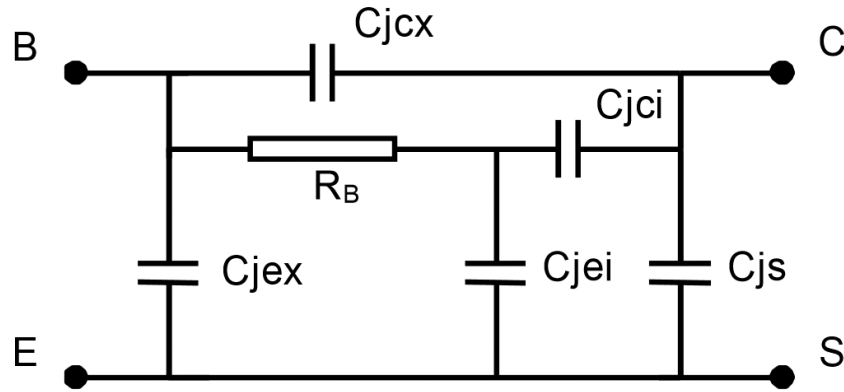
**Figure 120 :  $f_{\max}$  calculée par quatre méthodes de calibrage/épluchage différentes en fonction de la tension  $V_{BE}$**

La valeur calculée grâce à la méthode 3D-TRL est presque identique à la valeur calculée grâce à la méthode TRL+CS/CO. Ces valeurs sont comprises entre la valeur sous-estimée de la méthode PO/PS et la valeur surévaluée de la méthode PO/PS/CS/CO. La nouvelle méthode 3D-TRL permet donc d'obtenir la valeur de la  $f_{\max}$  avec une précision égale aux méthodes classiques PO/PS/CS/CO et TRL sur puce.

## 2.b) Comparaison $C_{BE}$ , $C_{CS}$ et $C_{BC}$

Nous avons ensuite extrait les valeurs des capacités de jonction et les valeurs des résistances de base et d'émetteur du transistor HBT d'INFINEON. Nous nous sommes appuyés sur les travaux de B. Ardouin (Ardouin 2001). L'extraction des paramètres repose sur une

mesure de paramètres S du transistor en configuration « Cold-S parameter measurements ». Les jonctions sont polarisées en inverse ou en faible polarisation directe. Ainsi, les courants qui les traversent sont négligeables et le circuit équivalent HICUM peut-être grandement simplifié, comme le montre la Figure 121.



**Figure 121 : Schéma équivalent simplifié du transistor en « Cold-S parameter measurements ».**  
(Schéma de B. Ardouin, Université de Bordeaux, France)

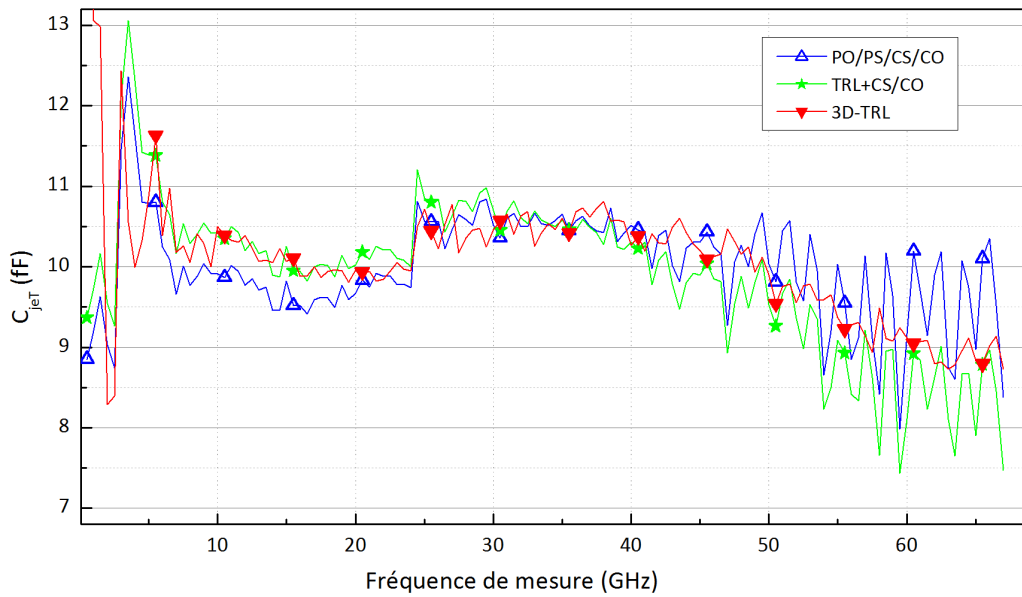
Dans une gamme de fréquence bien choisie (Ardouin 2000), les capacités  $C_{jcT}$  et  $C_{jeT}$  peuvent être calculées à partir des formules :

$$C_{jcT} = -\frac{\Im(Y_{12})}{2\pi f} \quad \text{IV-3}$$

$$C_{jeT} = \frac{\Im(Y_{11} + Y_{12})}{2\pi f} \quad \text{IV-4}$$

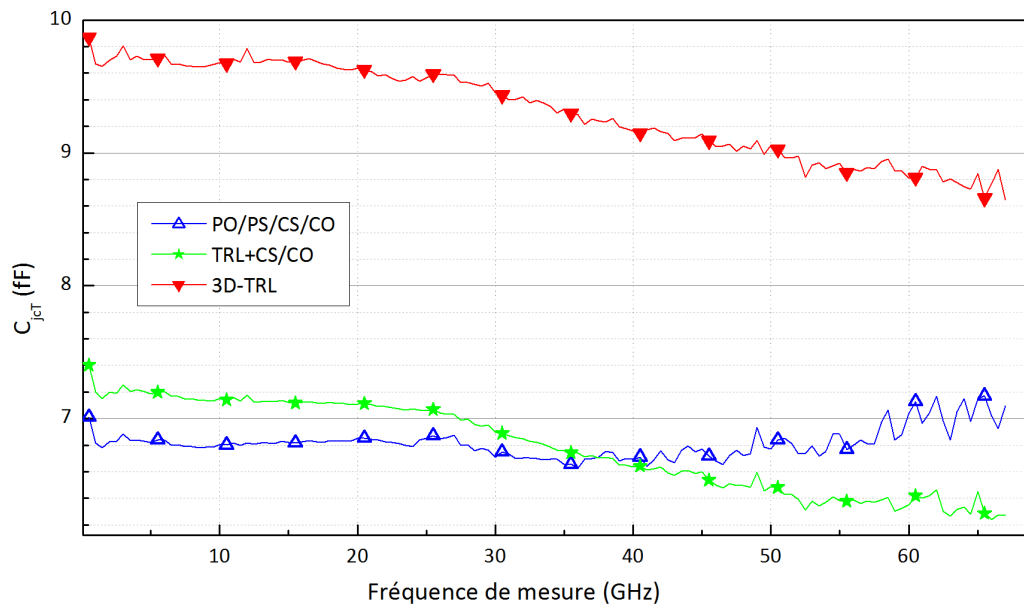
Avec  $C_{jcT} = C_{jcX} + C_{jcI}$ ,  $C_{jeT} = C_{jeX} + C_{jeI}$  et  $f$  la fréquence de mesure. Ceci est la première étape de l'extraction des paramètres du modèle.

La Figure 122 présentent les capacités totales d'un transistor bipolaire HBT de la technologie B11HFC d'Infineon pour un point de polarisation ( $V_{BE}=0,5V$  et  $V_{BC}=0V$ ) où les courants dans les jonctions restent faibles. Le calcul utilise les résultats de mesure avec un épluchage PO/PS/CS/CO (en bleu foncé), avec un calibrage TRL sur puce et un épluchage CS/CO (en vert) et avec un calibrage 3D-TRL (en rouge).



**Figure 122 : Valeur de la capacité base-émetteur en fonction de la fréquence de mesure calculée par quatre méthode différentes pour un point de polarisation ( $V_{BE}=0,5V$  et  $V_{CE}=0V$ )**

Les différentes méthodes de calibrage-épluchage donnent des valeurs identiques de capacité  $C_{jet}$  d'environ 10fF. D'après les simulations électromagnétiques de la méthode « CS/CO » (voir Chapitre IV.B.1.a) « Résultats »), pour cette valeur de capacité, l'écart est négligeable (environ 0,2fF). Ces résultats de mesures sont donc en accord avec la simulation. Nous pouvons également remarquer que la valeur de la capacité diminue graduellement à partir de 40GHz. Ce phénomène est flagrant pour les méthodes TRL. Il est aussi notable sur la méthode PO/PS/CS/CO, même si la courbe est fortement bruitée. Ceci est dû au filtre passe-bas formé par les composants  $R_B$  et  $C_{jei}$ . D'après (Ardouin 2000), ceci nous permet de déterminer que la fréquence maximale où  $C_{jet}$  est calculable est de 25GHz. Les fréquences supérieures nous permettent de calculer  $R_B$  et  $C_{jei}$ .



**Figure 123 : Valeur de la capacité base-collecteur en fonction de la fréquence de mesure calculée par quatre méthode différentes pour un point de polarisation ( $V_{BE}=0,5V$  et  $V_{CE}=0V$ )**

Pour le paramètre  $C_{jcT}$ , les résultats obtenus par la méthode TRL sur puce et par la méthode PO/PS/CS/CO sont relativement proches, avec un écart maximal de 0,7fF. Par contre, la méthode 3D-TRL donne des résultats beaucoup plus élevés (+2,5fF) que les solutions de l'état de l'art. Ce résultat sera analysé dans le paragraphe suivant.

### 2.c) Epluchage CO\*

L'écart entre la méthode 3D-TRL et les méthodes conventionnelles peut s'expliquer par la non-prise en compte du couplage entre le port 1 et le port 2 dans la méthode 3D-TRL. Ce couplage n'est pas dû à l'appareil de mesure mais est lié à un effet capacitif dans la pile de métaux d'accès qui n'est pas pris en compte dans la méthode 3D-TRL. En effet, la structure 3D-THROUGH court-circuite la capacité présente entre le port 1 et le port 2 (voir Figure 124).



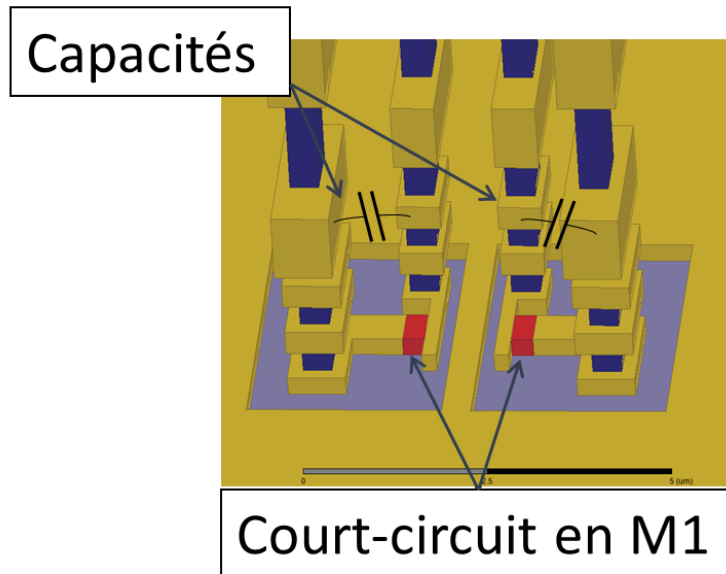


Figure 124 : Détail du standard Through et trans-capacités associées

Pour vérifier cette hypothèse, nous avons modifié le circuit simulé sous HFSS (Figure 102 a) afin d'évaluer les performances de la méthode 3D-TRL. Le circuit modifié est présenté en Figure 125.

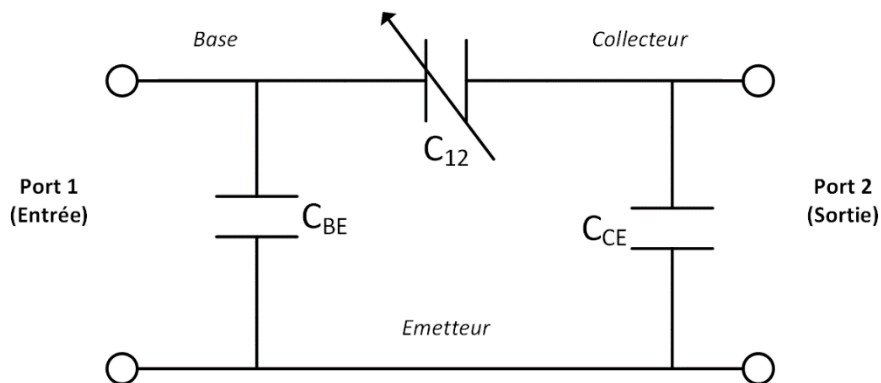
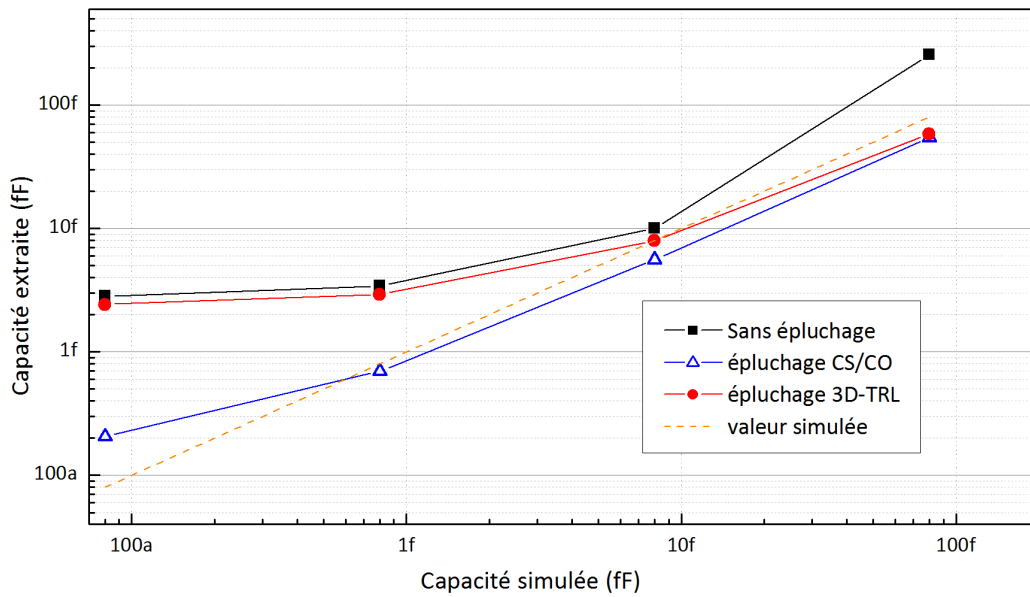


Figure 125 : Circuit simulé sous HFSS pour la validation des méthodes de calibrage-épluchage

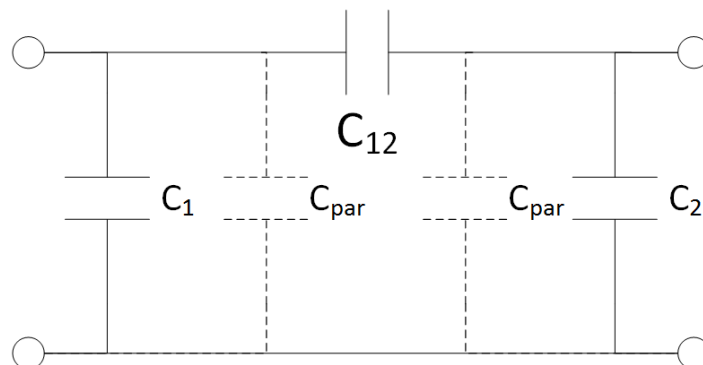
Une capacité  $C_{12}$  a été ajoutée entre le contact de base et le contact d'émetteur. Nous avons fait varier cette capacité entre 80aF et 80fF. Finalement, nous avons appliqué la méthode d'épluchage CS/CO et la méthode de calibrage 3D-TRL et calculé la capacité obtenue. Les résultats sont présentés sur la Figure 126.



**Figure 126 : Capacité calculée par les méthodes 3D-TRL et CS/CO en fonction de la capacité utilisée dans le simulateur à 110GHz**

Nous pouvons voir que les capacités sont correctement calculées avec la méthode CS/CO pour des valeurs comprises entre 1fF et 100fF. Ceci est suffisant pour les composants mesurés actuellement. Une erreur de 100aF est notable notamment sur la capacité de plus faible valeur (80aF). Les capacités sont correctement évaluées pour les valeurs les plus importantes avec la méthode 3D-TRL. Un écart d'environ 2,4fF est notable pour les valeurs de capacités inférieures à 1fF. L'erreur observée en mesure est donc reproductible en simulation. Nous en concluons que l'écart constaté entre la méthode 3D-TRL et les autres méthodes est dû à un élément parasite qui n'est pas pris en compte dans la méthode 3D-TRL.

La Figure 127 présente le schéma équivalent de la structure Complete-Open. Il s'agit du composant « intrinsèque ». C'est-à-dire de l'ensemble des parasites présents après un épluchage PO/PS sur le standard Complete-Open.



**Figure 127 : Circuit équivalent du standard Complete-Open**

Les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_{12}$  sont les capacités parasites générées par la pile de métaux. Les capacités  $C_{par}$  représentent les capacités induites par le couplage entre le métal 1 et le substrat (voir Figure 94). D'après la simulation, les capacités  $C_1$  et  $C_2$  sont déjà corrigées par la méthode 3D-TL. Nous avons donc calculé la capacité entre le port 1 et le port 2 du standard Complete-Open  $C_{12}$  après un calibrage 3D-TL de celui-ci. Ainsi, nous avons accès à  $C_{12}$  uniquement. Cette procédure permet de ne pas introduire d'erreur à cause des capacités parasites  $C_{par}$ .

Le schéma du modèle d'erreur utilisé pour cet épluchage est proposé en Figure 128.

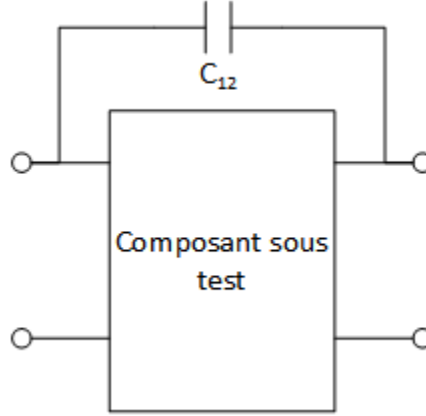


Figure 128 : Circuit équivalent du DUT et des parasites résiduels

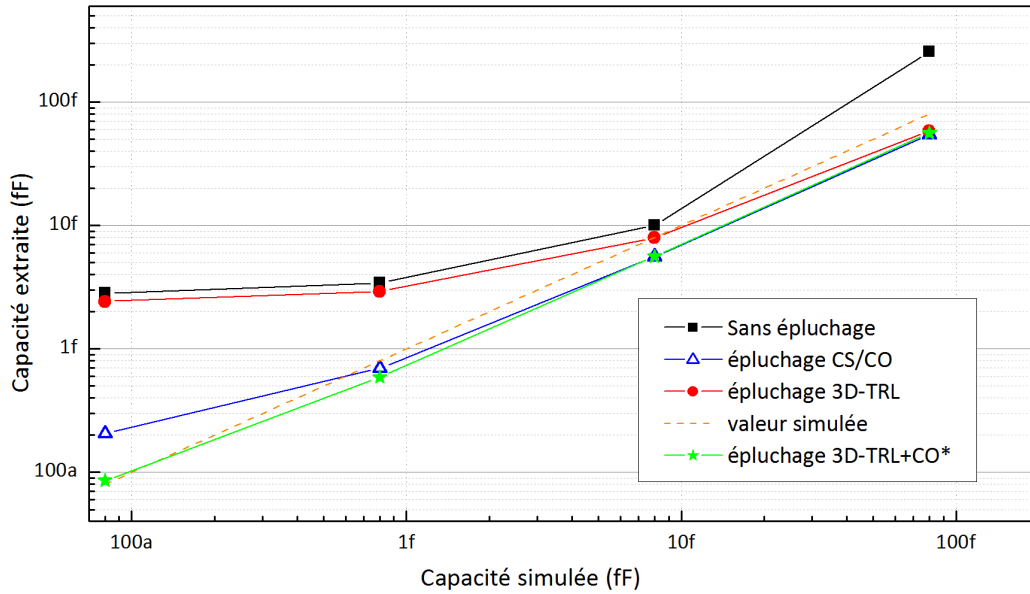
Les capacités d'entrée  $C_1$  et de sortie  $C_2$  ne sont pas intégrées dans ce modèle car elles ne sont pas court-circuitées dans le standard Through. Elles sont déjà corrigées par le calibrage 3D-TL. La matrice  $Y^{CO*}$  du circuit équivalent de la correction est la suivante :

$$Y^{CO*} = Y_{12}^{OPEN} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{IV-5}$$

Avec,  $Y_{12}^{OPEN} = j\omega C_{12}$  le paramètre  $Y(1,2)$  du standard Complete-Open après un calibrage 3D-TL. Nous avons créé cette matrice à partir de la mesure et du calibrage du standard Complete-Open. C'est donc un standard Complete-Open de « synthèse ». Cette méthode est inspirée de la méthode 6 standards (Raya 2008). Nous avons ensuite retiré cette capacité en utilisant un épluchage classique avec le standard de « synthèse » :

$$Y^* = Y^{3D-TL} - Y^{CO*} \quad \text{IV-6}$$

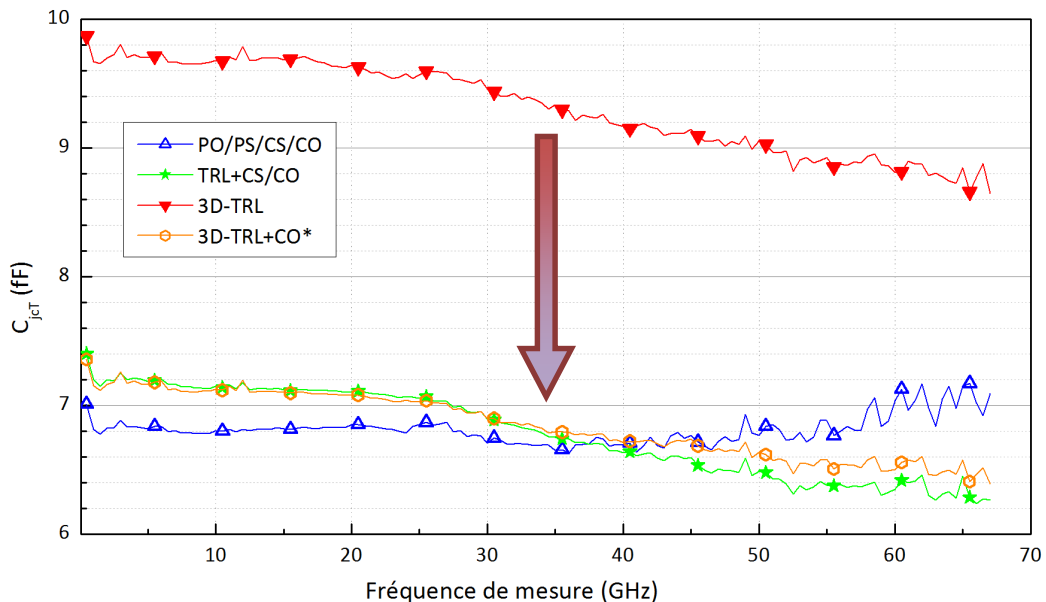
Avec,  $Y^{3D-TL}$  la matrice  $Y$  du composant sous test après un calibrage 3D-TL. La matrice  $Y^*$  est ensuite convertie en matrice de paramètres  $S$ . Les résultats de correction des données simulées sont présentés sur la Figure 129.



**Figure 129 : Capacité calculée par les méthodes 3D-TRL, 3D-TRL+CO\* et CS/CO en fonction de la capacité utilisée dans le simulateur à 110GHz**

Cette fois, les valeurs des capacités obtenues après application de la méthode 3D-TRL+CO\* sont beaucoup plus proches des valeurs entrées dans le simulateur que la méthode 3D-TRL seule. Elles sont même plus précises que la méthode de l'état de l'art CS/CO et ce même pour les valeurs très faibles de capacités.

La capacité  $C_{jCT}$  du transistor HBT calculée avec cette méthode est présentée en Figure 130. Le point de polarisation est le même que précédemment ( $V_{BE}=0,5V$  et  $V_{BC}=0V$ ).



**Figure 130 : Capacité  $C_{jCT}$  calculée avec 4 méthodes de calibrage-épluchage différentes**

Après correction de la capacité de couplage de la pile de métaux, la capacité  $C_{jCT}$  extraite par la méthode 3D-TRL+CO\* est identique à la méthode TRL+CS/CO jusqu'à 40GHz.

Au-delà, une légère différence apparaît, l'écart est inférieur à 0,2fF. Cet écart est le même que celui prédit à partir des résultats des simulations électromagnétiques. La méthode ne modifie pas les résultats obtenus pour les capacités  $C_{jeT}$  et  $C_{cs}$ . En conclusion, les résultats donnés par la méthode 3D-TRL présentés ici sont très proches des résultats produits par les méthodes de l'état de l'art. Les différences observées peuvent être expliquées grâce à des simulations électromagnétiques.

La Figure 131 présente la  $f_{max}$  calculée avec la méthode 3D-TRL+CO\* (en orange). Pour comparaison, les résultats calculés avec la méthode 3D-TRL sont présentés en rouge. Les résultats calculés avec la méthode PO/PS/CS/CO sont présentés en bleu. La Figure 132 présente la  $f_T$  calculée avec les trois mêmes méthodes. La coloration est la même.

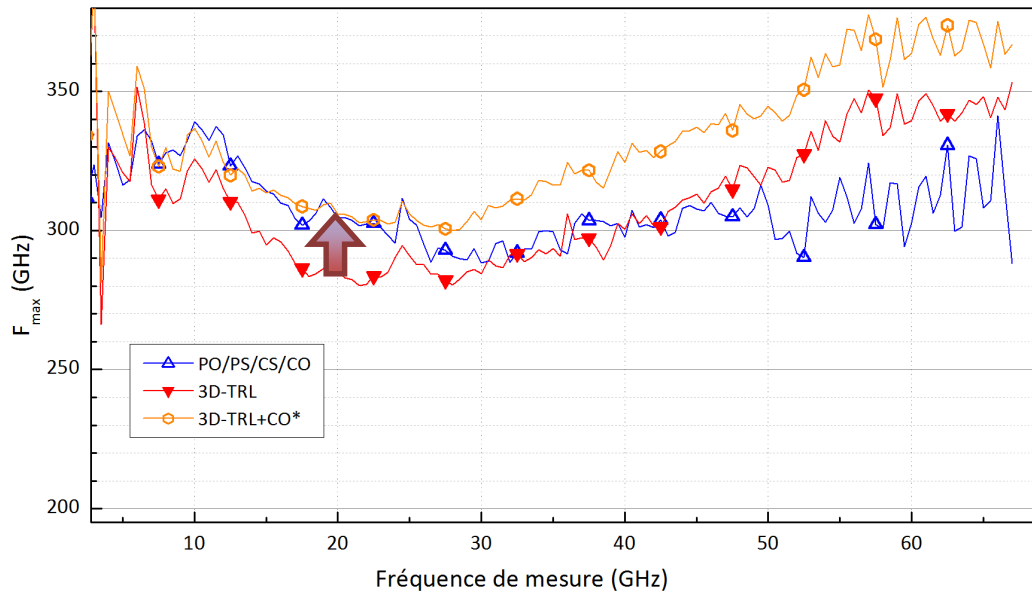


Figure 131 :  $f_{max}$  en fonction de la fréquence de mesure pour 3 méthodes de calibrage/épluchage

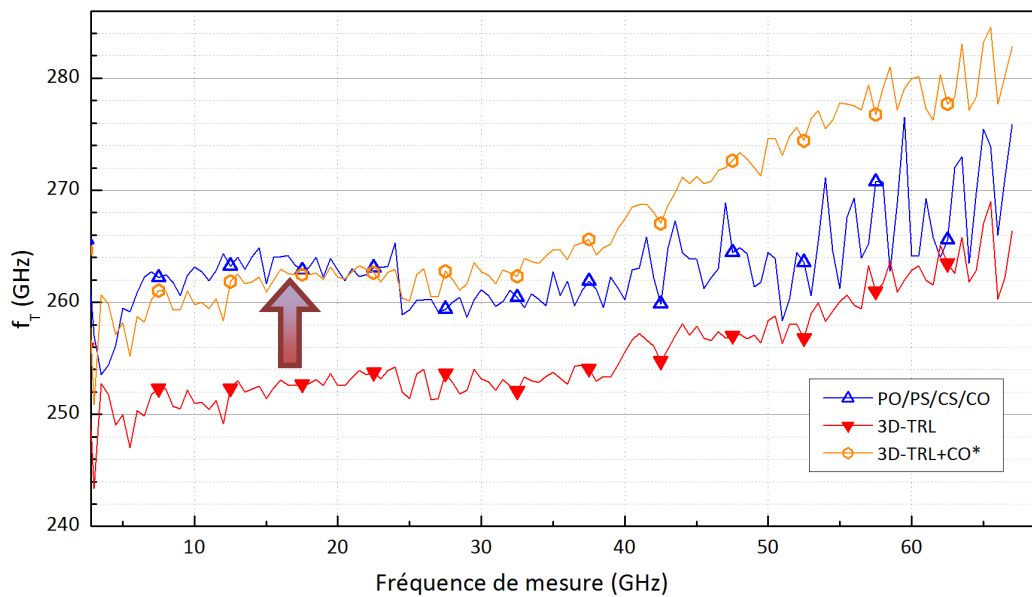


Figure 132 :  $f_T$  en fonction de la fréquence pour 3 méthodes de calibrage/épluchage

Le constat est identique sur les deux figures. L'épluchage CO\* améliore très nettement le calcul du couple  $f_T/f_{max}$  à basse fréquence (en dessous de 30GHz). A plus haute fréquence, l'écart entre la méthode à l'état de l'art et la méthode 3D-TRL+CO\* augmente avec la fréquence (écart de 55GHz@110GHz pour la  $f_{max}$  et écart de 10GHz pour la  $f_T$ ). Cette erreur croissante, que l'on constate aussi sur l'extraction des valeurs des capacités extrinsèques est probablement dû au déplacement de la pointe de mesures durant la phase de calibrage. Elle est aussi visible sur la méthode 3D-TRL+CS/CO.

## **F. Conclusion sur les méthodes d'épluchage**

Dans ce chapitre, nous avons proposé et étudié de nouvelles structures 3D pour les standards THROUGH et LINE pour le calibrage TRL sur puce. Nous avons systématiquement comparé les résultats obtenus grâce à cette nouvelle méthode avec les méthodes de calibrage de l'état de l'art (SoA). Nous avons expliqué des limitations et des inconvénients des méthodes SoA. Nous avons montré que l'utilisation des nouvelles structures donne les résultats les plus précis. De plus, cette méthode utilise moins de structures de test et les résultats sont plus robustes et moins bruités. L'introduction d'une erreur grandissante avec la fréquence (mise en évidence dans le chapitre précédent) dû au déplacement de la pointe de mesures durant la phase de calibrage est aussi visible sur cette méthode de calibrage-épluchage 3D-TRL. Ce problème peut être résolu avec l'utilisation de ligne à méandres (voir chapitre précédent), car les deux méthodes sont compatibles.



## CHAPITRE V. CONCLUSION GENERALE

---

La constante amélioration des technologies silicium permet aux transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) SiGeC (Silicium-Germanium : Carbone) de concurrencer les composants III-V pour les applications millimétriques et sous-THz (jusqu'à 300GHz) pour un coût moindre lorsque l'on considère les marchés de masse. Le cycle de développement de la technologie (caractérisation-modélisation-conception-fabrication) nécessite cependant plusieurs itérations, entraînant des coûts élevés. De plus, les méthodologies de mesure doivent être réévaluées et ajustées pour adresser des fréquences toujours plus élevées. Afin de réduire le nombre d'itérations et de permettre la montée en fréquence de la mesure, un travail de fond sur la première étape consacrée à la caractérisation s'avère indispensable. Par conséquent, les objectifs de cette thèse étaient la création de nouvelles procédures d'évaluation des méthodes de mesures et de correction de la mesure en vue de la montée en fréquence des bancs de caractérisation.

Dans un premier chapitre, nous avons expliqué le principe de la mesure de paramètres S à haute fréquence. Nous avons ensuite étudié l'influence de différents réglages sur la précision de la mesure sur deux des bancs présents au laboratoire, en particulier pour l'extraction des caractéristiques des transistors. Ceci doit permettre une mise en fonction rapide du banc de mesure de paramètres S entre 140GHz et 500GHz. Les conclusions de l'étude sont les suivantes. La méthodologie de mesure a été validée. Malgré les recommandations des constructeurs, le comportement des instruments de mesures ne sont pas linéaires et il est donc nécessaire de réaliser le calibrage du banc à la même puissance que celle utilisée pour la mesure. La réduction de la bande de fréquence du filtre intermédiaire permet d'augmenter la précision de la mesure au détriment du temps de mesure. Comme préconisé par les constructeurs, ceci est plus efficace que d'utiliser un moyennage de la mesure même pour des puissances d'entrée faibles. Malgré l'utilisation d'une salle climatisée et d'instruments de mesure « chauds », la mesure des bancs de mesure dérive avec le temps. Le banc à 110GHz semble être plus stable dans le temps que le banc 67GHz, bien que ce dernier soit plus récent. Un calibrage reste valide pendant deux heures dans cette salle pour les deux bancs si une dérive de 2% est tolérée.

Dans un deuxième chapitre, nous avons réalisé un état de l'art le plus exhaustif possible des différentes méthodes de calibrage. Nous avons choisi parmi ces méthodes la méthode TRL car elle paraît la plus adaptée à la réalisation de kits de calibrage personnalisés sur puce. Cette méthode a cependant trois inconvénients. D'abord, elle se base sur un modèle d'erreur à 8 termes trop simple pour une utilisation EHF et terahertz. De plus, sa bande passante est limitée. De plus, elle utilise des standards de largeurs différentes qui nécessitent une manipulation des pointes de mesure. Nous avons corrigé les deux premiers défauts en nous appuyant sur l'état de l'art. Nous avons aussi modifié le plan de référence de la TRL afin de le placer au plus près des ports du composant. Il est aussi possible de complexifier le modèle d'erreur de la TRL afin de l'approcher du modèle de la SOLT plus proche des erreurs



« physiques » du VNA. Nous avons dû introduire une hypothèse sur le comportement de l'impédance de référence, mais ceci permet d'augmenter la précision et la bande de validité du calibrage. Dans un troisième temps, nous avons vu que le déplacement des pointes de mesures durant le calibrage TRL détériore la précision de celui-ci notamment pour des fréquences supérieures à 40GHz. Nous avons donc proposé de modifier la forme des lignes pour supprimer le déplacement de la pointe de mesure. Ce travail a entraîné le dépôt d'un brevet (voir « Publications : Brevet »). Plusieurs réalisations de construction de ligne à méandres ont aussi été testées. Les caractéristiques électriques de ces lignes à méandres sont moins dépendantes de la longueur des lignes que les lignes droites classiques. Nous avons validé la précision de cette nouvelle méthode en comparant des mesures calibrées avec les résultats obtenus grâce aux méthodes de l'état de l'art. Nous avons ensuite proposé plusieurs modifications des standards réfléchissants, afin d'augmenter l'isolation. Finalement, grâce à la construction modulaire des nouveaux standards TRL, il est possible de placer artificiellement le standard réfléchissant dans le plan de référence théorique de la TRL (au milieu du standard THROUGH).

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté de nouvelles structures 3D pour les standards THROUGH et LINE pour le calibrage TRL sur puce. Nous avons systématiquement comparé les résultats obtenus grâce à cette nouvelle méthode avec les résultats obtenus grâce aux méthodes de calibrage de l'état de l'art (SoA). Nous avons expliqué les limitations et les inconvénients des méthodes SoA. Nous avons montré que l'utilisation des nouvelles structures donne les résultats les plus précis. De plus, la méthode proposée dans ces travaux de thèse utilise moins de structure de test et les résultats sont plus robustes et moins bruités. L'introduction d'une erreur grandissante avec la fréquence (mise en évidence dans le chapitre précédent), probablement dû au déplacement de la pointe de mesures durant la phase de calibrage, est aussi visible sur cette méthode de calibrage-épluchage 3D-TRL. Ce problème peut être résolu avec l'utilisation de la TRL à lignes à méandres présentée dans le Chapitre III - Méthode de calibrage.

Les perspectives de ce travail sont doubles. La première est la mise en service du nouveau banc de mesure de paramètres S dans la gamme [140GHz ; 500GHz]. Les fréquences de transition et maximale d'oscillation des transistors HBT de INFINEON et ST microelectronics sont dans cette gamme de fréquence. De plus, de nouvelles applications émergent dans la gamme de fréquence EHF et terahertz. La seconde perspective est la réalisation de structures de calibrage 3D-TRL à méandres. En effet, la méthode développée dans le troisième chapitre permet de ne pas modifier l'environnement de mesure en conservant un écart constant entre les points de mesures. Ceci permet aussi de supprimer l'intervention humaine dans les bancs de mesures automatiques et semi-automatiques. La seconde méthode permet de simplifier considérablement la procédure de calibrage-épluchage, qui s'était complexifiée au fil du temps avec l'augmentation de la fréquence de mesure et la complexification du BEOL. Elle permet aussi de ne pas donner des résultats trop optimistes car, contrairement aux méthodes classiques, elle ne sur-épluche pas le composant. La création de standards de calibrage à la

fois à méandres et 3D permet de tirer parti des avantages des deux méthodes sans en avoir les inconvénients et trouvera un intérêt grandissant avec la montée en fréquence.



## RÉFÉRENCES

---

- Anritsu. 2009. *The essentials of vector network analysis*.
- Ardouin, Bertrand. 2000. « Présentation à ST Microelectronics ». Crolles, France, juin.
- . 2001. *Contribution à la modélisation et à la caractérisation en hautes fréquences des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe*. Bordeaux 1. <http://www.theses.fr/2001BOR12465>.
- Barr, John T., et Michael J. Pervere. 1989. « A Generalized Vector Network Analyzer Calibration Technique ». In *ARFTG Conference Digest-Winter, 34th*, 16:51-60.
- Bauer, Jr. R.F., et Paul Penfield. 1974. « De-Embedding and Unterminating ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 22 (3): 282-88.
- Bazzi, Jad. 2008. « Investigation of de-embedding methods up to 110GHz ». 8th European HICUM Workshop. [https://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/eb/forsch/Models/workshop0608/contr\\_2008/HICUM\\_Workshop\\_2008\\_Deembedding\\_RAYA\\_C.pdf](https://www.iee.et.tu-dresden.de/iee/eb/forsch/Models/workshop0608/contr_2008/HICUM_Workshop_2008_Deembedding_RAYA_C.pdf).
- . 2011. *Caractérisation des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe à très hautes fréquences*. Bordeaux 1. <http://www.theses.fr/2011BOR14296>.
- Carbonero, Jean-Louis. 1996. *Developpement des methodes de mesures en hyperfréquences sur tranches de silicium et application a la caracterisation des technologies cmos et bicmos sub-microniques*. INP GRENOBLE. <http://www.theses.fr/1996INPG0051>.
- Cascade Microtech. 2007. « ISS Map 101-190C ». [https://www.cmico.com/files/iss\\_map\\_101-190.pdf](https://www.cmico.com/files/iss_map_101-190.pdf).
- Cascade Microtech, Inc. 1999. « On-Wafer Vector Network Analyzer Calibration and Measurements ». <http://www.cmico.com/files/ONWAFER.pdf>.
- Chevalier, P., et F. Pourchon. 2009. « A conventional double-polysilicon FSA-SEG Si/SiGe:C HBT reaching 400 GHz fMAX ». In *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2009. BCTM 2009*, 1-4. doi:10.1109/BIPOL.2009.5314250.
- Chladek, Steffen, et Martin Breinbauer. 2009. LRL vector calibration to the end of the probe needles for non-standard probe cards for ATE RF testers, issued 2009. <http://www.google.com/patents/US7532014>.
- Cho, H., et D.E. Burk. 1991. « A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements ». *IEEE Transactions on Electron Devices* 38 (6): 1371-75.
- Davidson, Andrew, Eric Strid, et Keith Jones. 1989. « Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique ». In *ARFTG Conference Digest-Winter, 34th*, 16:61-66.
- Deng, Marina. 2014. *Contribution à la caractérisation et la modélisation jusque 325 GHz de transistors HBT des technologies BiCMOS*. Lille 1. <http://www.theses.fr/2014LIL10141>.
- Derrier, N., A. Rumiantsev, et D. Celi. 2012. « State-of-the-art and future perspectives in calibration and de-embedding techniques for characterization of advanced SiGe HBTs featuring sub-THz fT/fMAX ». In *2012 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)*, 1-8.
- « DotSeven Website : Concept and Objectives ». 2012. Text. <http://www.dotseven.eu/concept-objectives.html>.
- Engen, Glenn F., et Cletus A Hoer. 1979. « Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 27 (12): 987-93.

- Ferrari, P., B. Flechet, et G. Angenieux. 1993. « Characterization of lossy transmission lines of arbitrary characteristic impedance by time domain measurements ». In *Microwave Conference, 1993. 23rd European*, 860-62. doi:10.1109/EUMA.1993.336730.
- Gillon, R., J. -P Raskin, D. Vanhoenacker, et J-P Colinge. 1996. « Determining the reference impedance of on-wafer TLR calibrations on lossy substrates ». In *Microwave Conference, 1996. 26th European*, 1:170-73.
- Gillon, R., W. Tatinian, et B. Landat. 2003. « Application of the TRM self-calibration on standard silicon substrates ». In *International Conference on Microelectronic Test Structures, 2003*, 109-12.
- Gronau, Gregor. 2001. *Höchstfrequenztechnik: Grundlagen, Schaltungstechnik, Messtechnik, Planare Antennen*. Auflage: 2001. Berlin: Springer.
- Gupta, M.S. 1992. « Power gain in feedback amplifiers, a classic revisited ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 40 (5): 864-79.
- Hayden, Leonard. 2011. Line-reflect-reflect match calibration. US7908107 B2, filed 18 juillet 2007, et issued 15 mars 2011. <http://www.google.com.tr/patents/US7908107>.
- Huang, Chien-Chang, et Huan-Che Lin. 2008. « A Novel Calibration Algorithm With Unknown Line-Series-Shunt Standards for Broadband S-Parameter Measurements ». *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 57 (5): 891-96.
- « ITRS Papers and Presentations ». 2015. Consulté le juillet 27. <http://www.itrs.net/papers.html>.
- Janezic, Michael D. 1999. « Complex Permittivity Determination From Propagation Constant Measurements ». *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 9 (2): 76-79.
- Kolding, T.E. 2000. « A four-step method for de-embedding gigahertz on-wafer CMOS measurements ». *IEEE Transactions on Electron Devices* 47 (4): 734-40.
- Kurokawa, K. 1965. « Power Waves and the Scattering Matrix ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 13 (2): 194-202.
- Lachner, Rudolf. 2014. « (Invited) Towards 0.7 Terahertz Silicon Germanium Heterojunction Bipolar Technology – The DOTSEVEN Project ». *ECS Transactions* 64 (6): 21-37.
- Liu, Jun, Zhiping Yu, et Lingling Sun. 2014. « A Broadband Model Over 1-220 GHz for GSG Pad Structures in RF CMOS ». *IEEE Electron Device Letters* 35 (7): 696-98.
- Marks, Roger B. 1997. « Formulations of the Basic Vector Network Analyzer Error Model including Switch-Terms ». In *ARFTG Conference Digest-Fall, 50th*, 32:115-26.
- Microwaves101. 2015. « Low Frequency Dispersion in TEM Lines ». août 28. <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/378-low-frequency-dispersion-in-tem-lines-microwave-encyclopedia-microwaves101-com>.
- Potereau, Manuel, Christian Raya, Magali De Matos, Sébastien Fregonese, Arnaud Curutchet, Min Zhang, Bertrand Ardouin, et Thomas Zimmer. 2013. « Limitations of on-wafer calibration and de-embedding methods in the sub-THz range ». *Journal of Computer and Communications* 1 (06): 25.
- Purroy, Francesc, et L. Pradell. 2001. « New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers ». *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 50 (5): 1307-14.
- Raya, Christian. 2008. *Modélisation et optimisation de transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGeC ultra rapides pour applications millimétriques*. Bordeaux 1. <http://www.theses.fr/2008BOR13602>.
- Raya, Christian, et Bertrand Ardouin. 2013. « Méthodes de caractérisation en hautes fréquences des technologies de circuits intégrés en silicium dédiées aux applications Téra hertz et sub-Téra hertz ». *Proceeding of journées Scientifiques 2013*, Paris, France.

- Reynos-Hernández, J. A., C. Fabiola Estrada-Maldonado, T. Parra, K. Grenier, et J. Graffeuil. 1999. « An Improved Method for the Wave Propagation Constant  $\gamma$  Estimation in Broadband Uniform Millimeter-Wave Transmission Line ». *Microwave and Optical Technology Letters* 22 (4): 268-71.
- Reynos-Hernandez, J.A., M.A. Pulido-Gaytan, A. Zarate-de Landa, J.E. Zuniga-Juarez, J.R. Monjardin-Lopez, A. Garcia-Osorio, D. Orozco-Navarro, J.R. Loo-Yau, et M.C. Maya-Sanchez. 2013. « Using lines of arbitrary impedance as standards on the TRL calibration technique ». In *Microwave Measurement Conference (ARFTG), 2013 81st ARFTG*, 1-4.
- Rumiantsev, Andrej. 2015. « On-Wafer calibration techniques enabling accurate characterization of high-performance silicon devices at the mm-wave range and beyond, On-Wafer Kalibriermethoden zur präzisen Charakterisierung von High-Performance Silizium-Bauelementen im mm-Wellen Bereich und darüber ». <https://opus4.kobv.de/opus4-btu/frontdoor/index/index/docId/2962>.
- Rumiantsev, A., S.L. Sweeney, et P.L. Corson. 2008. « Comparison of on-wafer multiline TRL and LRM+ calibrations for RF CMOS applications ». In *ARFTG Microwave Measurement Symposium, 2008 72nd*, 132-36.
- Safwat, A.M.E., et L. Hayden. 2001. « Sensitivity Analysis of Calibration Standards for SOLT and LRRM ». In *ARFTG Conference Digest-Fall, 58th*, 40:1-10.
- Sanoh, M., et K. Suzuki. 2010. « Practical linearity evaluation of vector network analyzer at RF ». In *2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)*, 708-9.
- Spirito, Marco. 2014. « Measurement and characterization of circuits in the mm-wave and sub-THz range ». présenté à THz-Workshop, Esscirc-Essderc 2014, septembre.
- TeraView. 2015. « Terahertz Medical and Cancer Imaging of Skin and Teeth ». <http://www.teraview.com/applications/medical/terahertz-medical-imaging.html>.
- van Wijnen, P.J., H.R. Claesson, et E.A. Wolsheimer. 1987. « A new straight forward calibration and correction procedure for on-wafer high frequency S-parameter measurements (45 MHz–18 GHz) ».



## GLOSSAIRE

---

### A

Av

Average. Moyenne de plusieurs mesures. · 18

### B

BEOL

Back End Of Line · 107

BiCMOS

Contraction de Bipolaire-CMOS. Technologie inculant des transistors CMOS et Bipolaire · 10

### C

*chuck*

plaque de support du DUT sur le banc de mesure · 16

CMOS

Complementary MOS. Technologie incluant des transistors MOS P et N · 10

### D

DUT

Device Under Test. Composant sous test · 13

### E

EHF

Extrêmement Haute Fréquence. Bande de fréquence entre 30GHz et 300GHz · 10

### F

FET

Field Effect Transistor. Transistor à effet de champ · 10

$f_{\max}$

fréquence maximale d'oscillation · 97, 130

$f_T$

fréquence de transition · 93, 98, 127

### G

G-S-G

Ground-Signal-Ground · 16

### H

HBT

Heterojunction Bipolar Transistor. Transistor bipolaire à hétérojonction. · 11

### I

IF

Intermediate frequency. Bande passante du filtre de la fréquence intermédiaire · 19

ISS

Impedance Standard Substrate · 19

ITRS

International Technology Roadmap for Semiconductors · 10

### L

LINE

Standard de calibrage. Ligne de transmission longue. · 40

LOAD

Standard de calibrage terminé par une résistance 50Ω · 37

LRRM

Méthode de calibrage utilisant les standards de calibrage LINE, 2 REFLECT différents et un MATCH · 39, 42

LS1S2

Méthode de calibrage utilisant les standards LINE, SERIE et SHUNT. · 44

### M

MATCH · Voir LOAD

### O

OPEN

Standard de calibrage en circuit ouvert · 37



---

**P** $P_{in}$ 

Puissance d'entrée du VNA · 18

---

**R**

REFLECT

Standard de calibrage reflectif (soit un OPEN, soit un SHORT) · 40

---

**S**

SERIE

Standard de calibrage composé d'une capacité entre le port 1 et le port 2. · 45

SHORT

Standard de calibrage en court-circuit · 37

SHUNT

Standard de calibrage en court-circuit complet (port 1, port 2 et masse sont reliés) · 45

SNR

Signal to Noise Ratio. Rapport d'amplitude du signal et du bruit · 18

SoA

State of the Art. État de l'art · 141

SOLT

Méthode de calibrage utilisant les standards Short, Open, Load et Through · 35

---

**T**

terahertz

Bande de fréquence entre 300GHz et 30THz · 10

THROUGH

Standard de calibrage. Ligne de transmission courte. · 40

TRL

Méthode de calibrage utilisant les standards Through, Reflect et Line · 39, 46

TRM

Méthode de calibrage utilisant les standards THROUGH, REFLECT et MATCH · 44

## ANNEXE A : DEMONSTRATION TRL

### A. Hypothèse et standards

La matrice  $X^{mY}$  représente la matrice de paramètres  $X$  (avec  $X$  le type de paramètres utilisés : S, A, T, Y, Z) mesurés avec le VNA du standard  $Y$ . La matrice  $X^{tY}$  représente la matrice de paramètres  $X$  théorique du standard  $Y$ , c'est-à-dire la valeur qui doit être obtenue après calibrage. Les matrices d'erreur de paramètres  $X$  d'entrée et de sortie (que nous cherchons à évaluer) sont nommées respectivement  $X^A$  et  $X^B$ .

Les matrices de paramètres  $S$  théoriques des standards après calibrage sont les suivantes :

$$S^{tT} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{A-1}$$

$$S^{tR} = \begin{bmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{bmatrix} \quad \text{A-2}$$

$$\text{et } S^{tL} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{A-3}$$

Avec,  $\Gamma$  le coefficient de réflexion du standard REFLECT,  $\gamma$  la constante de propagation dans la ligne et  $l$  la différence de longueur entre la LINE et le THROUGH. En supposant que le couplage est négligeable, il est possible d'écrire que les coefficients de transmission du standard REFLECT sont nuls. En supposant que les lignes de transmissions sont parfaitement adaptées, il est possible d'écrire que les coefficients de réflexion de la LINE et du THROUGH sont nuls.

Nous convertissons ensuite les paramètres  $S$  de la LINE et du THROUGH en paramètres  $T$  :

$$T^{tT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{A-4}$$

$$\text{et } T^{tL} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \Delta l} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \Delta l} \end{bmatrix} \quad \text{A-5}$$

Les mesures de paramètres  $S$  de la THROUGH et de la LINE sont convertis en paramètres  $T$ .

$$T^{mT} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = T^A T^{tT} T^B = T^A T^B \quad \text{A-6}$$

$$T^{mL} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = T^A T^{tL} T^B \quad \text{A-7}$$

En posant,

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = T^{mT} (T^{mL})^{-1} \quad A-8$$

Il vient,

$$M T^A = T^A T^{tL} \quad A-9$$

En développant l'équation A-9, nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} M_{11}A_{11} + M_{12}A_{21} = A_{11}e^{-\gamma\Delta l} \\ M_{11}A_{12} + M_{12}A_{22} = A_{12}e^{\gamma\Delta l} \\ M_{21}A_{11} + M_{22}A_{21} = A_{21}e^{-\gamma\Delta l} \\ M_{21}A_{12} + M_{22}A_{22} = A_{22}e^{\gamma\Delta l} \end{cases} \quad A-10$$

Avec,

$$T^A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad A-11$$

Nous pouvons réécrire le système ainsi :

$$\begin{cases} \frac{A_{11}}{A_{21}} = \frac{M_{12}}{e^{-\gamma\Delta l} - M_{11}} \\ \frac{A_{12}}{A_{22}} = \frac{M_{12}}{e^{\gamma\Delta l} - M_{11}} \\ \frac{A_{11}}{A_{21}} = \frac{e^{-\gamma\Delta l} - M_{22}}{M_{21}} \\ \frac{A_{12}}{A_{22}} = \frac{e^{\gamma\Delta l} - M_{22}}{M_{21}} \end{cases} \quad A-12$$

Nous pouvons remarquer que les membres de gauche des lignes 1 et 3, ainsi que des lignes 2 et 4 du système A-12 sont identiques. Ceci permet de définir deux équations polynomiales indépendantes des blocs d'erreurs d'entrée et de sortie :

$$\begin{cases} e^{-2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{-\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \\ e^{2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \end{cases} \quad A-13$$

Ce système d'équation admet deux solutions  $z_1$  et  $z_2$ . La racine à sélectionner est celle qui permet de d'obtenir une vitesse « physique ». C'est-à-dire que l'atténuation (partie réelle de  $\gamma$ ) doit être négative. Soit  $z$  cette racine.

Nous connaissons maintenant les rapports  $\frac{A_{11}}{A_{21}}$  et  $\frac{A_{12}}{A_{22}}$  en fonction des mesures et de  $z$ . A partir du système A-10, nous divisons la première ligne par la troisième et la deuxième ligne par la quatrième, nous obtenons alors le système :

$$\begin{cases} \frac{M_{11}A_{11} + M_{12}A_{21}}{M_{21}A_{11} + M_{22}A_{21}} = \frac{A_{11}}{A_{21}} \\ \frac{M_{11}A_{12} + M_{12}A_{22}}{M_{21}A_{12} + M_{22}A_{22}} = \frac{A_{12}}{A_{22}} \end{cases} \quad A-14$$

Puis,

$$\begin{cases} \left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right)^2 + \frac{M_{22} - M_{11}}{M_{21}} \left(\frac{A_{11}}{A_{21}}\right) - \frac{M_{12}}{M_{21}} = 0 \\ \left(\frac{A_{12}}{A_{22}}\right)^2 + \frac{M_{22} - M_{11}}{M_{21}} \left(\frac{A_{12}}{A_{22}}\right) - \frac{M_{12}}{M_{21}} = 0 \end{cases} \quad \text{A-15}$$

Nous obtenons un système d'équation polynomiale d'ordre deux, les coefficients des deux équations sont identiques, donc les racines de ces deux polynômes sont identiques, soit  $a_1$  et  $a_2$  les deux racines solutions.

D'après les équations de passage entre les matrices T et les matrices S, nous avons :

$$\begin{cases} \frac{A_{12}}{A_{22}} = S_{11}^A - \frac{S_{12}^A S_{21}^A}{S_{22}^A} \\ \frac{A_{11}}{A_{21}} = S_{11}^A \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{A-16} \\ \text{A-17} \end{array}$$

Ceci nous permet d'associer les racines aux rapports. En effet, nous avons une relation d'ordre entre  $\frac{A_{12}}{A_{22}}$  et  $\frac{A_{11}}{A_{21}}$ . Nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{A_{12}}{A_{22}} = a_1 \\ \frac{A_{11}}{A_{21}} = a_2 \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{A-18} \\ \text{A-19} \end{array}$$

En soustrayant A-16 à A-17, on obtient finalement,

$$S_{12}^A S_{21}^A = S_{22}^A (a_1 - a_2) \quad \text{A-20}$$

$$\text{et } S_{11}^A = a_2 \quad \text{A-21}$$

En procédant de la même manière avec  $N = (T^{mT})^{-1} T^{mL}$ , nous obtenons les équations suivantes :

$$S_{12}^B S_{21}^B = S_{22}^B (b_1 - b_2) \quad \text{A-22}$$

$$\text{et } S_{11}^B = b_1 \quad \text{A-23}$$

Avec  $b_1$  et  $b_2$ , les racines de l'équation. Il reste deux paramètres à résoudre, les paramètres  $S_{22}^A$  et  $S_{22}^B$ .

Grâce à la mesure des paramètres S du standard Reflect et en s'appuyant sur le diagramme de flux de signaux, il est possible d'écrire :

$$S^{mR} = \begin{pmatrix} S_{11}^{mR} & S_{12}^{mR} \\ S_{21}^{mR} & S_{22}^{mR} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^A + \frac{S_{12}^A S_{21}^A \Gamma}{1 - S_{22}^A \Gamma} & 0 \\ 0 & S_{22}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B \Gamma}{1 - S_{11}^B \Gamma} \end{pmatrix} \quad \text{A-24}$$

En isolant  $\Gamma$ , on obtient les équations suivantes :

$$\Gamma = \frac{1}{S_{22}^A} \cdot \frac{S_{11}^{mR} - S_{11}^A}{\frac{S_{12}^A S_{21}^A}{S_{22}^A} - S_{11}^A + S_{11}^{mR}} \quad \text{A-25}$$

$$\Gamma = \frac{1}{S_{11}^B} \cdot \frac{S_{22}^{mR} - S_{22}^B}{\frac{S_{12}^B S_{21}^B}{S_{11}^B} - S_{22}^B + S_{22}^{mR}} \quad \text{A-26}$$

Grâce à A-16, nous pouvons écrire :

$$\Gamma = \frac{1}{S_{22}^A} \cdot \frac{S_{11}^{mR} - S_{11}^A}{S_{11}^{mR} - a_1} \quad \text{A-27}$$

$$\Gamma = \frac{1}{S_{22}^B} \cdot \frac{S_{22}^{mR} - S_{22}^B}{S_{22}^{mR} - b_1} \quad \text{A-28}$$

Or A-27 = A-28, donc :

$$S_{11}^B = S_{22}^A \cdot \frac{(S_{11}^R + a_1)(S_{22}^R - S_{22}^B)}{(S_{11}^R + S_{11}^A)(S_{22}^R - b_1)} \quad \text{A-29}$$

Grâce à la mesure des paramètres S du standard THROUGH et par analogie au raisonnement précédent, on peut écrire :

$$S^{mT} = \begin{pmatrix} S_{11}^{mT} & S_{12}^{mT} \\ S_{21}^{mT} & S_{22}^{mT} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^A + \frac{S_{12}^A S_{21}^A S_{11}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} & \frac{S_{12}^A S_{12}^B}{1 - S_{11}^A S_{22}^B} \\ \frac{S_{21}^A S_{21}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} & S_{22}^B + \frac{S_{12}^B S_{21}^B S_{22}^A}{1 - S_{11}^B S_{22}^A} \end{pmatrix} \quad \text{A-30}$$

En isolant  $S_{22}^A$  et  $S_{11}^B$  dans les coefficients de réflexion, on obtient :

$$S_{11}^B = \frac{1}{S_{11}^A} \cdot \frac{S_{11}^{mT} - S_{11}^A}{S_{11}^{mT} - b_1} \quad \text{A-31}$$

$$S_{22}^A = \frac{1}{S_{11}^B} \cdot \frac{S_{22}^{mT} - S_{22}^B}{S_{22}^{mT} + b_2} \quad \text{A-32}$$

Or A-29 et A-32 sont égales, d'où :

$$S_{22}^A = \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^{mR} - S_{11}^A)(S_{11}^{mT} - S_{11}^A)(S_{22}^{mR} + b_2)}{(S_{11}^{mR} - a_2)(S_{22}^{mT} - a_2)(S_{22}^{mR} - S_{22}^B)}} \quad \text{A-33}$$

Le choix du signe se fait en fonction du standard REFLECT choisi. Dans le cas d'un OPEN,  $\Gamma$  est négatif, dans le cas d'un SHORT,  $\Gamma$  est positif. Or,

$$\Gamma = \frac{1}{S_{22}^A} \cdot \frac{(S_{11}^{mR} - S_{11}^A)}{(S_{11}^{mR} - a_2)} \quad \text{A-34}$$

Finalement, nous pouvons calculer  $S_{11}^B$  grâce à A-32.

## B. Expression des termes d'erreur en fonction des mesures des standards

Nous pouvons résumer les résultats précédents avec le tableau suivant:

$S_{11}^A = a_2$	$S_{11}^B = \frac{1}{S_{22}^A} \cdot \frac{S_{22}^{mT} - S_{22}^B}{S_{22}^{mT} + b_2}$
$S_{12}^A S_{21}^A = S_{22}^A (a_1 - a_2)$	$S_{12}^B S_{21}^B = S_{22}^B (b_1 - b_2)$
$S_{22}^A$ $= \pm \sqrt{\frac{(S_{11}^{mR} - S_{11}^A)(S_{11}^{mT} - S_{11}^A)(S_{22}^{mR} + b_2)}{(S_{11}^{mR} - a_2)(S_{22}^{mT} - a_2)(S_{22}^{mR} - S_{22}^B)}}$	$S_{11}^B = b_1$

Avec  $a_1$  et  $a_2$ , racines du système :

$$\begin{cases} e^{-2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{-\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \\ e^{2\gamma\Delta l} - (M_{11} + M_{22})e^{\gamma\Delta l} + (M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}) = 0 \end{cases} \quad A-35$$

Et  $b_1$  et  $b_2$ , racines du système :

$$\begin{cases} e^{-2\gamma\Delta l} - (N_{11} + N_{22})e^{-\gamma\Delta l} + (N_{11}N_{22} - N_{12}N_{21}) = 0 \\ e^{2\gamma\Delta l} - (N_{11} + N_{22})e^{\gamma\Delta l} + (N_{11}N_{22} - N_{12}N_{21}) = 0 \end{cases} \quad A-36$$

Les matrices M et N sont définies comme suit :

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = T^{mT} (T^{mL})^{-1} \quad A-37$$

$$N = (T^{mT})^{-1} T^{mL} \quad A-38$$

### C. Expression des paramètres corrigés du DUT

Les équations permettant de passer des matrices des paramètres S aux paramètres T sont définies comme suit :

$$T = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} X \quad A-39$$

Nous pouvons en déduire :

$$T^{mDUT} = \frac{1}{S_{21}^A S_{21}^B} X^A T^{tDUT} X^B \quad A-40$$

$$T^{tDUT} = S_{21}^A S_{21}^B X^{A^{-1}} T^{mDUT} X^{B^{-1}} \quad A-41$$

Nous ne connaissons pas le produit  $S_{21}^A S_{21}^B$ , ni les facteurs séparément. En s'aidant du coefficient de transmission de la TROUGH définit dans A-30, on obtient :

$$S_{21}^A S_{21}^B = S_{21}^{mT} (1 - S_{22}^A S_{11}^B) \quad A-42$$

Finalement, les paramètres T du composant corrigé s'expriment ainsi :

$$T^{tDUT} = S_{21}^{mT} (1 - S_{22}^A S_{11}^B) X^{A^{-1}} T^{mDUT} X^{B^{-1}} \quad A-43$$



## **ANNEXE B : AMELIORATION DES STRUCTURES REFLECTIVES : REDUCTION DU COUPLAGE**

---

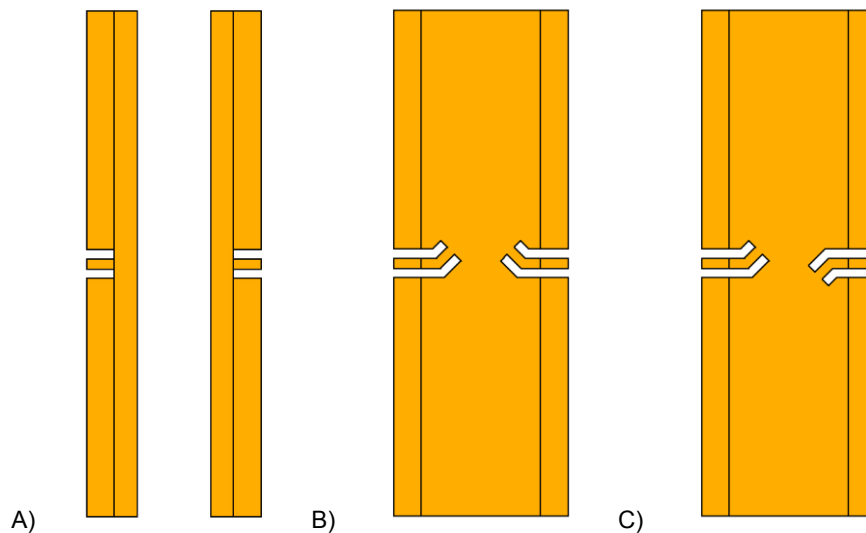
Nous avons plusieurs fois évoqué que le couplage n'est pas pris en compte dans le modèle de la TRL standard. L'utilisation d'une charge  $50\Omega$  permet d'estimer ce couplage et de le retirer (voir Chapitre III.C.3 « Correction de l'erreur d'isolation du VNA »). Malheureusement, la construction d'une charge  $50\Omega$  de précision est très délicate et la complexité augmente grandement avec l'augmentation de la fréquence de mesure. Dans ce paragraphe, nous estimons l'isolation de plusieurs structures pour les utiliser comme référence d'isolation en remplacement du standard MATCH. Nous comparons ces structures au standard proposé par l'ISS. L'évaluation des performances se fait au travers de simulations EM sous HFSS. Nous pouvons ainsi connaître l'isolation de la structure testée seule. Une comparaison basée sur la mesure aurait ajouté les défauts d'isolation du banc de mesure (VNA et pointes de mesures). Les simulations EM donnent des résultats parfaits pour l'isolation du standard MATCH car les résistances utilisées sont parfaites. Nous avons donc comparé l'isolation des structures testées à l'isolation fournie par un standard SHORT de l'ISS. Ceci nous permet de définir un critère de performance minimum. En effet, si les structures testées n'ont pas une isolation meilleure que le standard de l'ISS, alors elles ne sont pas utilisables pour le calcul de l'erreur d'isolation.

### **A. Optimisation du standard SHORT**

Sur la Figure 133, les différentes structures SHORT évaluées sont présentées. La structure A est la structure actuellement utilisée dans le kit de calibrage ISS, B) et C) sont les propositions avec un motif de base, le même que celui utilisé dans le paragraphe 0 « Avec  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $v_p$  la vitesse de propagation dans la ligne de transmission.

Kit de calibrage réalisé au laboratoire sur substrat d'alumine ».





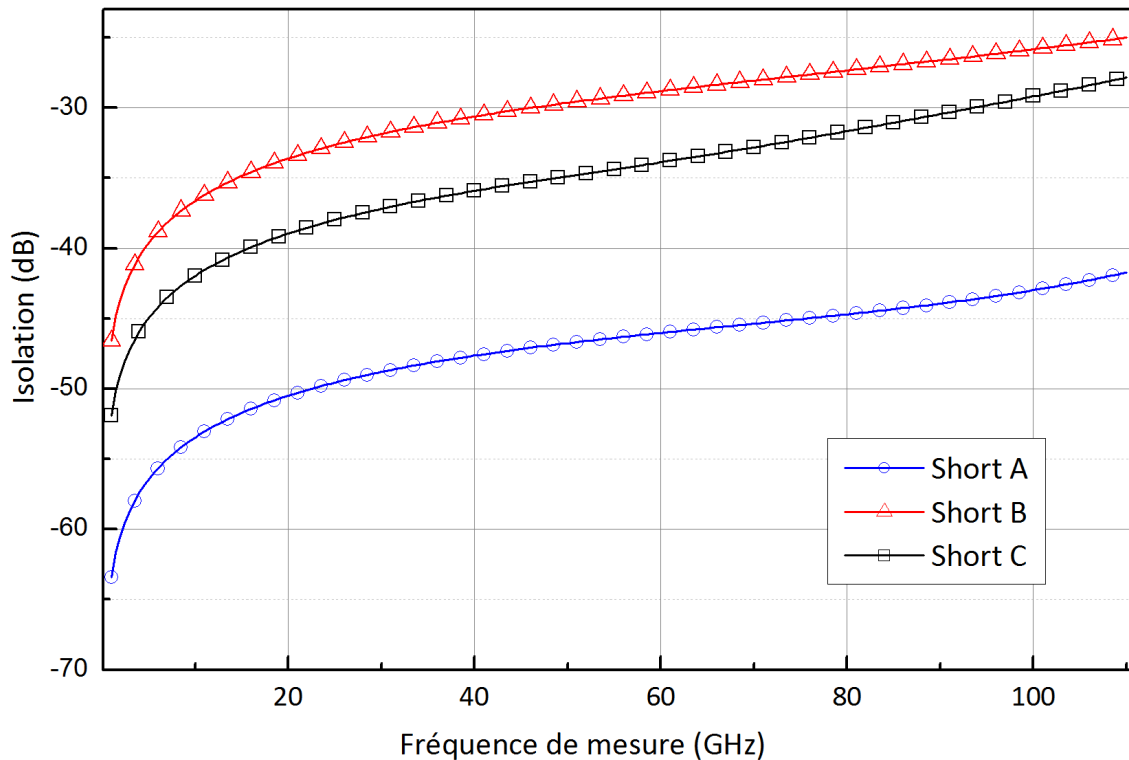
**Figure 133 : Vue de dessus des différents SHORT simulés, en A) structure classique, en B) proposition favorisant la symétrie, en C) proposition favorisant l'isolation**

La structure A est la structure SHORT utilisée sur le kit de calibrage ISS. Pour augmenter la précision des simulations EM, le demi-plot sous la pointe a été remplacé par une ligne d'accès qui est épluché par le logiciel de simulation électromagnétique (HFSS). Ainsi, il n'y a pas de discontinuité à proximité d'un port. Ceci permet aussi d'éviter d'avoir recourt à la simulation de deux pointes de mesures. Ainsi, nous avons le couplage de la structure sans le couplage introduit par les pointes. De plus, les pointes de mesures, qui sont d'un ordre de grandeur supérieur aux dimensions des structures, imposent un maillage plus lâche et donc une simulation plus longue et moins précise. Cette remarque est générale et s'applique aux autres structures.

La structure B est composée d'un seul motif terminé par un court-circuit par port. Le plan de masse est dessiné de manière à être proche de celui des lignes de transmission et ainsi altéré le moins possible l'environnement de mesure.

La structure C est composée d'un seul motif par port terminé par un court-circuit. Les structures sont placées tête-bêche afin d'augmenter l'isolation entre les ports. Le plan de masse est modifié aussi peu que possible.

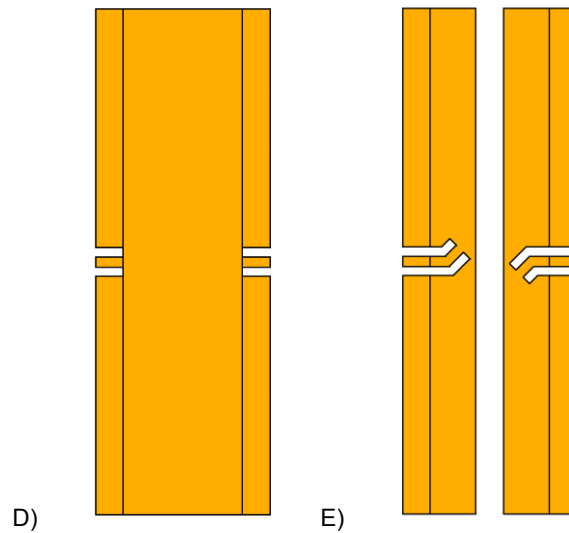
La Figure 134 présente le coefficient de transmission des structures A, B et C. Plus cette valeur est faible et plus l'isolation est de bonne qualité.



**Figure 134 : Coefficient de transmission des standards A (rond bleu), B (triangle rouge) et C (carré noir)**

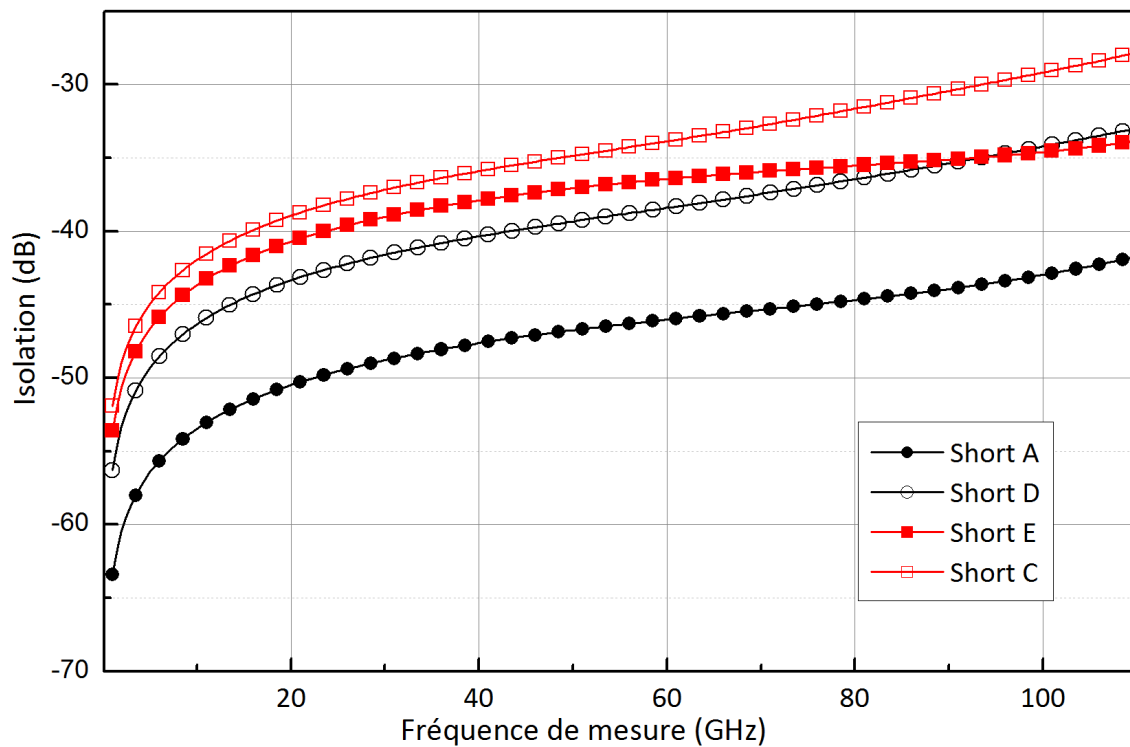
Le standard classique semble avoir une isolation meilleure que les standards proposés. De presque 15dB pour la version tête-bêche et de 20dB pour la version symétrique. Cette technique n'est donc pas utilisable pour estimer le couplage des pointes.

Les faibles performances des standards précédents peuvent être dues à l'absence de « mur d'air ». En effet, le port 1 et le port 2 sont directement connectés l'un à l'autre par une bande de métal. Nous avons supprimé une bande de métal sur la hauteur des standards afin d'améliorer l'isolation. Sur la Figure 135, la structure D) permet de comparer les performances du standard ISS avec et sans « mur d'air ». La structure E est la structure proposée avec un « mur d'air » pour améliorer l'isolation de la structure C.



**Figure 135 : Vue de dessus des différents SHORT simulés, en D) référence du « mur d'air » et en E) proposition asymétrique avec « mur d'air »**

L'isolation est détériorée par l'inductance parasite entre les deux ports. En effet, sur le standard SHORT de l'ISS, une bande d'air entre les pointes est réalisée. La structure D présente la structure sans bande d'air. La structure A avec la bande d'air. Cela modifie l'environnement de mesure mais supprime l'inductance entre les ports, elle est remplacée par une capacité de plus faible valeur. Nous avons réalisé un espace vide entre les ports sur la structure E. Les résultats de la simulation électromagnétique sont présentés sur la Figure 136.



**Figure 136 : Coefficient d'isolation pour des structures sans mur d'air (symboles vides) et avec mur d'air (symboles pleins)**

Le gain d'isolation est très net sur la structure de l'ISS. L'amélioration de l'isolation de notre structure est visible surtout aux fréquences les plus hautes. Malgré cela, l'isolation est toujours moins bonne avec la nouvelle structure (E) qu'avec celle de l'ISS (A). En effet, le mur d'air est plus fin et donc, la capacité plus importante, cela entraîne une transmission plus forte.

## B. Conclusion

L'étude que nous venons de réaliser suggère qu'il n'est pas possible de remplacer le standard MATCH par un standard SHORT modifié. La distance des standards contribue plus que l'orientation. Nous ne pouvons donc pas utiliser ces standards en lieu et place de la charge  $50\Omega$ .



## PUBLICATIONS

---

### *Revues*

M Potéreau, C Raya, M De Matos, S Fregonese, A Curutchet, M Zhang, B Ardouin, T Zimmer, "Limitations of on-wafer calibration and deembedding methods in the sub-THz range", *Journal of Computer and Communications*, volume 1, numéro 6, pages 25-29, novembre 2013, selected from the ECC2013-conference

S Fregonese, M Potéreau, N Deltimple, C Maneux, T Zimmer, "Benchmarking of GFET devices for amplifier application using multi-scale simulation approach", *Journal of Computational Electronics*, volume 12, number 4, pages 692-700, 2013

### *Conférences*

M. Potereau, C. Raya, M. De Matos, S. Fregonese, A. Curutchet, M. Zhang, B. Ardouin, T. Zimmer "Limitations of on-wafer calibration and de-embedding methods in the sub-THz range", *ECC 2013 conference*, 29.11-1.12 2013, Sanya , China

M Potéreau, A Curutchet, A Ghiotto, M De Matos, S Fregonese, E Kerhervé, T Zimmer, « Caractérisation et modélisation d'une nouvelle technologie de synthétiseur d'impédances automatiques coaxial 3, 5mm à fort TOS », 19<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 2-5 Juin 2015, Bordeaux, France

A Curutchet, A Ghiotto, M Potéreau, M De Matos, S Fregonese, E Kerhervé, T Zimmer, "Early Demonstration of a High VSWR Microwave Coaxial Programmable Impedance Tuner with Coaxial Slugs", *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, September 7-8, 2015, Paris, France, *Short List for Best Paper*

M Potéreau, S Fregonese, A Curutchet, P Baureis, T Zimmer, "New 3D-TRL structures for on-wafer calibration for high frequency S-parameter measurement", *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, September 7-8, 2015, Paris, France,

M. Potéreau, A. Curutchet, R. D'Esposito, S. Fregonese, T. Zimmer, A Test Structure Set for on-wafer 3D-TRL calibration, *International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS)*, Yokohama, Japan (28th-31st March 2016), soumis

### *Workshop*

M Potéreau, S Fregonese, A Curutchet, T Zimmer, " Accuracy investigations of calibration and de-embedding technics", *Esscirc-Essderc 2014, THz-Workshop: Millimeter- and Sub-Millimeter-Wave circuit design and characterization*, September 2014

M Potéreau, S Fregonese, A Curutchet, P Baureis, T Zimmer, « Nouvelles structures 3D pour calibrage TRL sur puces adaptées à la mesure de paramètres S très hautes fréquences », *Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM 2015)*

***Brevet***

Arnaud Curutchet, Manuel Potéreau, Sébastien Fregonese, Thomas Zimmer, Bertrand Ardouin, Christian Raya, DISPOSITIF DE CALIBRAGE POUR L'AJUSTEMENT D'UNE MESURE RADIOFREQUENCE, Patent application N BV2015-020 - PJ2014-173 - Calibrage TRL - 2015-0411





## Résumé :

La constante amélioration des technologies silicium permet aux transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) SiGeC (Silicium-Germanium : Carbone) de concurrencer les composants III-V pour les applications millimétriques et sous-THz (jusqu'à 300GHz). Le cycle de développement de la technologie (caractérisation-modélisation-conception-fabrication) nécessite plusieurs itérations, entraînant des coûts élevés. De plus, les méthodologies de mesure doivent être réévaluées et ajustées pour adresser des fréquences plus élevées. Afin de réduire le nombre d'itérations et de permettre la montée en fréquence de la mesure, un travail de fond sur la première étape, la caractérisation, s'avère indispensable.

Pour répondre à cette exigence, une description et une étude des instruments de mesure (VNA) est réalisée dans un premier temps. Un état de l'art des méthodes de calibrage permet de choisir la solution la plus pertinente pour la calibration sur puce valable dans la gamme de fréquences sous-THz. Ensuite, après avoir relevé plusieurs défauts dans la méthode choisie (à savoir la méthode Thru-Reflect-Line : TRL), des solutions sont proposées concernant la modification des calculs des coefficients d'erreur et également en modifiant les standards utilisés durant le calibrage. Finalement, une étude sur les méthodes d'épluchage est réalisée. Une amélioration est proposée par la modification de deux standards évitant le principal problème de l'état de l'art, la surcompensation des composants parasites.

**Mots clés :** Transistor SiGeC, mesures sous pointes, calibrage, épluchage, paramètres S, 3D-TRL, calibrage sur puce

## Abstract:

The continuous improvement in Silicon technologies allows SiGeC (Silicon-Germanium-Carbon) heterojunction bipolar transistors (HBT) to compete with III-V components for millimeter wave and sub-THz (below 300GHz) applications. The technology development cycle (characterization, modeling, design and fabrication) needs several iterations resulting in high costs. Furthermore, the measurement methodologies need to be re-assessed and modified to address higher measurement frequencies. In order to reduce the number of iterations and to allow reliable measurement in the sub-THz band, the characterization procedure has been revisited.

First, a description and investigation of the measurement instrument (VNA) has been made. After exploring all possible calibration methods, the best candidate for an "on-wafer" calibration for the sub-THz frequency range has been selected. Then, after analyzing the limits of the chosen calibration method (Thru-Reflect-Line: TRL), workarounds are proposed, by modification of the errors coefficients calculation and by changing the standards used during the calibration process. At last, a study concerning the de-embedding methods is carried out. It is shown, that using two new standards helps to reduce the over-compensation of parasitic components.

**Keywords:** Heterojunction bipolar, HBT, SiGeC transistor, on-wafer measurements, calibration, de-embedding, S-parameters, 3D-TRL, on-wafer calibration

## Laboratoire IMS

Laboratoire IMS, UMR 5218, 351 Cours de la libération, 33405 Talence cedex, France